ODBIORNIKI RADIOSTACJI AMATORSKICH

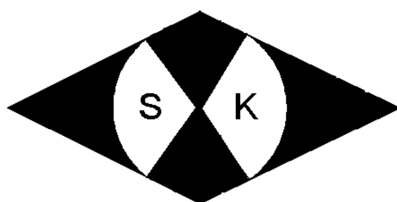
L. Kossobudzki H. Hadło



Leon Kossobudzki • Jan Ładno
SP5AFL SP5XM

ODBIORNIKI RADIOSTACJI AMATORSKICH

Skanował i do formy elektronicznej doprowadził:





WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

Okładkę projektował *Jarosław Jasiński*

621.396.721

W książce omówiono różne układy i formy wykonania odbiorników i konwerterów na pasma amatorskie KF i UKF. Dla pasm amatorskich KF omówione zostały ponadto niektóre odbiorniki produkcji fabrycznej. Podano również sposoby konstrukcji, montażu i eksploatacji odbiorników krótkofalowych oraz ultrakrótkofalowych.

Książka przeznaczona jest dla amatorów-krótkofalowców zrzeszonych i niezrzeszonych w PZK, a więc nadawców i nasłuchowców. Podane wiadomości mogą być przydatne dla radioamatorów zajmujących się budową urządzeń odbiorczych.

Opiniodawca: mgr inż. *Jerzy Chmielewski* (SP5LP)

Redaktor merytoryczny: mgr *Henryk Najberg*

Redaktor WKŁ: mgr inż. *Grażyna Piętak*

Redaktor techniczny: *Jadwiga Raczkowska*

Korektor: *Halina Inczewska-Laskowska*

PRINTED IN POLAND

SPIS TREŚCI

Wykaz oznaczeń oporników


0,125 W


0,250 W


0,500 W


1,000 W


2,000 W


3,000 W


6,000 W

OD AUTORÓW

Oddajemy do rąk Czytelników trzecią z kolei książkę z serii poświęconej technice krótkofalarskiej. Napisaliśmy ją zachęceni życzliwym przyjęciem poprzednich, dotyczących techniki nadawczej i operatorskiej. Ta książka jest poświęcona odbiornikom. Zasadniczy układ książki jest podobny do zastosowanego przez nas w książce „Amatorskie nadajniki KF i UKF" z uwzględnieniem specyfiki tematu.

Książka nie zawiera szerszej podbudowy teoretycznej, bowiem w kraju wydano wiele publikacji, w których dokładnie rozpatrzono sprawy podstawowe, typowe układy odbiorcze itp., stąd też bardziej celowe wydało się nam umieszczenie np. sposobów zabezpieczania wejścia odbiornika przed zniszczeniem przez sygnał współpracującej radiostacji niż powtórzenie wzorów na obliczanie obwodów rezonansowych.

Stosunkowo niewiele uwagi poświęciliśmy tranzystoryzacji odbiorników. Przyczyną tego jest ciągle jeszcze większa łatwość uzyskania wymaganych parametrów przez zastosowanie do odbiorników lamp — szczególnie na KF. Uwzględniliśmy też sytuację istniejącą na rynku krajowym w zakresie podzespołów. Odbiornik stacyjny musi być dobry, ale nie musi być przenośny. Stąd też tranzystoryzacja tego typu odbiornika nie ma istotnego znaczenia.

W jednym z rozdziałów poruszyliśmy zagadnienie przystosowywania odbiorników komunikacyjnych sta-

rego typu do pracy na pasmach amatorskich. Celowość jego zamieszczenia nie ulega chyba wątpliwości — na polskich stacjach amatorskich praktycznie nie ma nowoczesnych odbiorników, a często zadanie odbiornika stacji amatorskiej spełnia z konieczności niskiej klasy odbiornik radiofoniczny.

1. ODBIORNIKI KRÓTKOFALOWE (KF)

1.1. Wymagania stawiane odbiornikowi radiostacji amatorskiej

Różnica między nawiązaną z trudem łącznością a solidnym QSO w tych samych warunkach — to różnica między użytymi do tego odbiornikami. Odbiornik jest bez wątpienia najważniejszą częścią radiostacji amatorskiej; przysłowiowy „kilowat" współpracujący ze złym odbiornikiem produkuje tylko QRM, podczas gdy kilkudziesięciowatowy nadajnik z dobrym odbiornikiem (i operatorem...) potrafią czynić na pasmach cuda. Aby nawiązać z kimś łączność, trzeba go oczywiście usłyszeć.

Jakie parametry określają odbiornik, który można nazwać dobrym?

Na pasmach KF podstawowe znaczenie mają trzy parametry odbiornika, a mianowicie jego czułość, selektywność i stabilność.

Czułość jest określona jako napięcie sygnału (mierzone w mikrowoltach na wejściu odbiornika) wymagane do uzyskania określonej mocy wyjściowej, wydzielanej w głośniku lub słuchawkach. Definicja ta odnosi się do odbiorników radiofonicznych pracujących na częstotliwościach poniżej 20 MHz, gdzie poziom zakłóceń atmosferycznych i przemysłowych jest znacznie wyższy niż poziom szumów własnych odbiornika. Dla odbiorników komunikacyjnych stosuje się nieco inną definicję czułości; jest to napięcie sygnału na wejściu odbiornika o określonym pasmie przepuszczania, które na jego wyjściu daje sumaryczną moc sygnału i szumów, wyższą o określoną wartość (zwykle o 10 dB) niż moc szumów na wyjściu odbiornika. Ta definicja daje podstawową dla amatora informację o słyszalności słabego sygnału na danym odbiorniku przy określonej szerokości pasma.

Chaotyczny ruch ładunków elektrycznych w obwodach odbiornika i w antenie powoduje generację małego napięcia, zwanego *napięciem szumów termicznych.* Napięcie to określa się wzorem

$$U_{sz}^2 = 4kTR\Delta f$$

gdzie: k — stała Boltzmanna, równa $1{,}38 \cdot 10^{-23}$ J/K,
R — składowa rzeczywista impedancji, na której występuje napięcie szumów,
T — temperatura w stopniach Kelvina (273,16+t°C),
Δf — szerokość pasma.

Stąd wynika, że szum termiczny nie zależy od częstotliwości.

Lampy generują szum w wyniku nieregularnego przepływu elektronów. Szum ten zastępuje się równoważnym opornikiem, umieszczonym w siatce bezszumnej lampy. Równoważny opór szumów lampy jest to opór w temperaturze pokojowej, który — umieszczony w obwodzie siatki bezszumnej lampy — produkuje w obwodzie anodowym tej lampy szumy równe szumom lampy rzeczywistej. Opór szumów lampy wzrasta z częstotliwością. Tranzystory generują szumy w wyniku nieregularnego przemieszczania się ładunków między elektrodami. Ich własności szumowe są określane za pomocą współczynnika szumów, wyrażanego w decybelach. Szumy nowoczesnych tranzystorów są niższe od szumów najlepszych lamp, osiągając nawet 1,5 dB.

Dla idealnego, a więc bezszumnego odbiornika minimalny odbierany sygnał byłby określony tylko przez szumy termiczne w antenie. W rzeczywistym, szumiącym odbiorniku sygnał ten zależy od stosunku wzmocnionego szumu anteny do szumu w obwodzie anodowym pierwszego stopnia odbiornika, ponieważ o szumach odbiornika decyduje jego pierwszy stopień. Przy częstotliwościach poniżej 20÷30 MHz czynnikiem ograniczającym minimalny sygnał odbierany jest szum w miejscu odbioru, składający się z szumu atmosferycznego i zakłóceń przemysłowych.

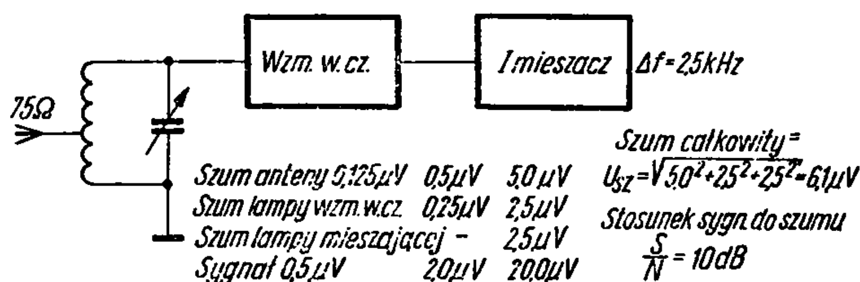
Pod względem szumowym odbiorniki charakteryzuje się przez *współczynnik szumów*

$$F = \frac{S_i/N_i}{S/N} \quad [\text{dB}] \qquad (1\text{-}1)$$

gdzie: S_i/N_i — stosunek sygnału do szumu odbiornika idealnego,
S/N — stosunek sygnału do szumu danego odbiornika.

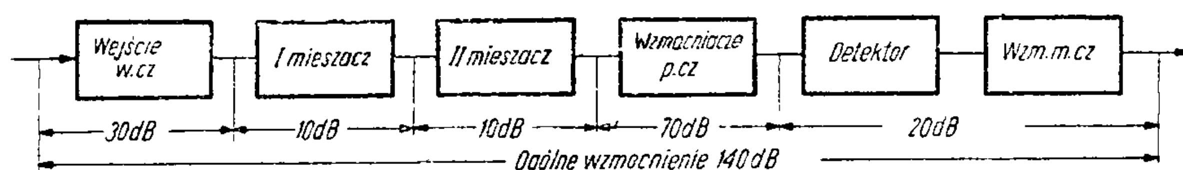
Współczynnik szumów dobrego odbiornika KF wynosi 5÷10 dB. Co prawda, osiągnięcie F rzędu 2 dB jest przy obecnym stanie techniki możliwe, lecz na KF jest niecelowe ze względu na szumy przychodzące z zewnątrz.

Na rysunku 1-1 przedstawiono stopnie wejściowe odbiornika, do którego jest dołączona antena. Przy częstotliwości 30 MHz



Rys. 1-1. Szumy w stopniach wejściowych odbiornika

i szerokości pasma odbiornika 10 kHz napięcie szumów anteny 75 Ω wynosi w przybliżeniu 0,125 μV. Aby sygnał wejściowy był zrozumiały przy szumie lampy wzmacniacza w.cz. wynoszącym około 0,25 μV, jego amplituda powinna być przynajmniej o 6 dB większa, a więc powinna wynosić ok. 0,5 μV. Odbiornik powinien wzmocnić ten sygnał do poziomu wymaganego dla wysterowania lampy lub tranzystora końcowego wzmacniacza m.cz., nie wprowadzając jednak zbyt dużego szumu własnego. Wymagane wzmocnienie wynosi tu ok. 140 dB (od 0,5 μV do 5 V) — patrz rys. 1-2.



Rys. 1-2. Wzmocnienie sygnału przez poszczególne stopnie odbiornika

Ponieważ odniesione do siatki napięcie szumów dla współczesnej pentody w.cz. wynosi ok. 0,5 μV, a dla lampy mieszającej — ok. 5 μV przy pasmie 10 kHz, w celu polepszenia stosunku sygnału do szumu należy wprowadzić duże wzmocnienie przed stopniem mieszającym odbiornika superheterodynowego. Warunek ten jest przeciwstawny konieczności utrzymania możliwie niewielkiego

wzmocnienia w stopniach wejściowych ze względu na modulację skrośną, o czym będzie mowa dalej. Zmniejszenie pasma do 2,5 kHz, a więc czterokrotnie, powoduje dwukrotny spadek napięcia szumów.

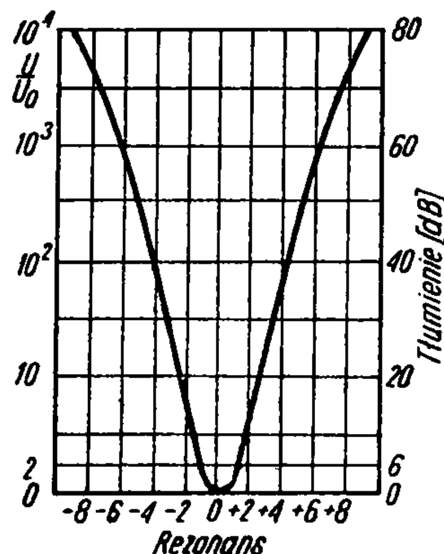
Wzmocnienie pierwszego stopnia wzmacniacza w.cz., wynoszące około 30 dB, jest sumą wzrostu napięcia na cewce obwodu wejściowego o 10÷12 dB i wzmocnienia dawanego przez wzmacniacz — rzędu 20 dB. Wracając znów do rys. 1-1 widzimy, że sumaryczny szum na siatce mieszacza jest równy 6,1 μV, a sygnał użyteczny po wzmocnieniu, jest równy 20 μV. Stosunek sygnału do szumu wynosi więc 10 dB. W przypadku stosowania zamiast pentody — kaskody (na triodach), której współczynnik szumów jest niższy o ok. 3 dB, napięcie szumów na siatce mieszacza będzie wynosiło 1,8 μV zamiast 2,5 μV, a sumaryczne szumy — 5,9 μV. Stosunek sygnału do szumu wynosi więc 11 dB, a zysk 1 dB jest zupełnie niezauważalny. Jeżeli w pewnym odbiorniku zauważa się poprawę po zmianie układu wzmacniacza w.cz. na kaskodę, oznacza to, że poprzednio układ był źle wykonany.

Selektywność jest to zdolność odbiornika do wydzielania sygnału o częstotliwościach pożądanych spośród innych sygnałów o częstotliwościach niepożądanych. Od samego początku techniki radiowej do uzyskiwania selektywności służyły w odbiorniku obwody rezonansowe. Selektywność odbiornika zależy od dobroci i liczby użytych obwodów.

Krzywa selektywności odbiornika (rys. 1-3) przedstawia stosunek napięć sygnału przy rezonansie obwodów odbiornika i poza rezonansem (tłumienie) w funkcji częstotliwości. Szerokość pasma przepuszczanego przez odbiornik jest podawana dla określonego spadku wzmocnienia, zwykle dla −6 dB i −60 dB. Dla krzywej z rys. 1-3 szerokość pasma dla −6 dB wynosi 2,4 kHz, a dla −60 dB — 12,2 kHz. Stosunek szerokości pasma dla −60 dB i −6 dB nazywa się *współczynnikiem kształtu* (lub prostokątności) krzywej selektywności. Dla krzywej z rys. 1-3 współczynnik ten jest równy 5,08. Im współczynnik kształtu jest mniejszy (bliższy jedności) przy danej szerokości pasma, tym odbiornik jest bardziej selektywny. Dobre filtry elektromechaniczne mają charakterystykę o współczynniku kształtu 1,5÷2.

Szerokość pasma na poziomie −6 dB musi zapewnić właściwą

reprodukcję wymaganego pasma częstotliwości sygnału. Dla telegrafii minimalna szerokość pasma powinna wynosić 150÷200 Hz, dla SSB — 2 kHz, a dla fonii AM — ok. 5 kHz.



Rys. 1-3. Typowa krzywa selektywności odbiornika. Skala z lewej strony przedstawia stosunek napięć U/U_0, skala z prawej strony — tłumienie w decybelach

S t a b i l n o ś ć odbiornika jest to zdolność jego do odbioru nastawionej przez operatora częstotliwości, niezależnie od elektrycznych i mechanicznych zmian warunków pracy odbiornika. Ani wstrząsy, ani zmiany napięć zasilających, ani też zmiany termiczne w elementach obwodów rezonansowych czy kwarcach nie powinny powodować przestrajania się odbiornika (bez ingerencji operatora). Jeszcze 10 lat temu stabilność nie była uznawana za podstawowy parametr. Obecnie jednak, przy stale przepełnionych pasmach amatorskich, gdy prawie każda stacja używa odbiorników o pasmie przepuszczania rzędu 200 Hz (przy odbiorze telegrafii) lub filtrów kwarcowych o stromych zboczach (przy odbiorze SSB), niestabilność odbiornika powoduje zagubienie sygnału korespondenta w sygnałach zakłócających lub uniemożliwienie odbioru nawet niezakłóconego sygnału SSB. Z niestabilnym odbiornikiem niewiele można zdziałać przy pracy DX-owej, szczególnie z ekspedycjami DX-owymi, a już prawie nic w większych zawodach międzynarodowych.

Te trzy parametry są podstawowe dla każdego odbiornika, niezależnie od jego układu. Inne parametry, również mające pewne znaczenie dla odbiornika, zostaną omówione przy opisie odbiorników superheterodynowych. Przedstawione powyżej warunki, któ-

re ma spełniać dobry odbiornik, nie są jednak jedyne. A oto pokrótce zestawienie dodatkowych wymagań.

1. Dostrojenie odbiornika do częstotliwości pracy powinno być łatwe i dogodne. Często używane organy regulacyjne, jak pokrętła strojenia i siły głosu (lub, zależnie od typu odbiornika, wzmocnienia w.cz.), powinny być umieszczone niedaleko od siebie i niezbyt wysoko nad poziomem stołu. W pobliżu powinna się też znajdować dźwignia wyłącznika obwodu zasilania przekaźników radiostacji, co umożliwia szybkie przechodzenie z odbioru na nadawanie.

2. Skala odbiornika powinna być możliwie duża, a wskaźnik nie powinien mieć luzów. Pasma amatorskie powinny być rozciągnięte na przynajmniej 80% długości skali.

3. Stopień wyjściowy nie musi być stopniem mocy. Odbiornik radiostacji amatorskiej pracuje z reguły na słuchawki, w zupełności więc wystarcza na wyjściu wzmacniacz na lampie małej mocy. Nie bez znaczenia jest fakt, że ucho ludzkie ma większą czułość dla słabych niż dla silnych sygnałów.

4. Poszczególne organy regulacyjne nie powinny na siebie nawzajem wpływać (np. regulacja sprzężenia zwrotnego w odbiorniku bezpośredniego wzmocnienia nie powinna go przestrajać, regulacja wzmocnienia w.cz. superheterodyny nie powinna zmieniać częstotliwości heterodyny).

5. Napięcie anodowe stopni w.cz. odbiornika powinno być wyłączane oddzielnie, najlepiej jednocześnie z włączaniem zasilania przekaźników w nadajniku.

6. Wejście odbiornika powinno być zabezpieczone przed przeciążeniem silnym sygnałem nadajnika. Osiąga się to przez zwieranie wejścia na masę za pośrednictwem odpowiedniego przekaźnika oraz włączanie na wejście neonówek o niskim napięciu zapłonu lub diod półprzewodnikowych o małej pojemności.

7. Wejście wzmacniacza m.cz. odbiornika powinno być wyprowadzone z tyłu chassis. Umożliwia to podawanie na wzmacniacz sygnału wyjściowego z monitora nadawania.

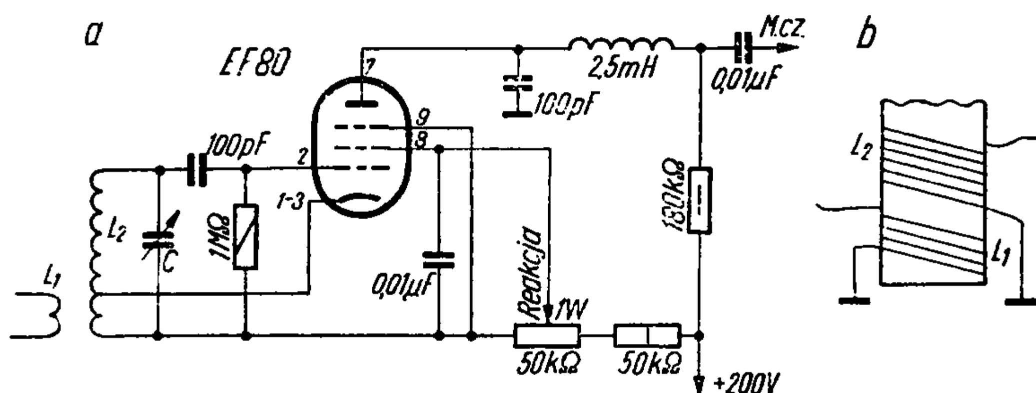
Podobnie jak wszystkie inne urządzenia radiostacji amatorskiej, odbiornik powinien być zbudowany solidnie. Układy lampowe powinny być wykonane na sztywnym chassis metalowym, układy tranzystorowe mogą być wykonane na płytkach haresowych tech-

niką pseudodruku. W każdym przypadku obowiązuje solidny montaż. Cały odbiornik powinien być zamknięty w obudowie metalowej. Zagadnienia te zostaną dokładniej omówione w p. 1.3.

1.2. Podstawowe układy odbiorników KF

1.2.1. Odbiorniki o bezpośrednim wzmocnieniu

Odbiorniki o bezpośrednim wzmocnieniu, dawniej bardzo popularne, obecnie są spotykane raczej rzadko. Ich zaletą jest prostota układu, łatwość strojenia, brak zakłóceń od częstotliwości kombinowanych i lustrzanych, niski koszt przy stosunkowo dużej czułości, osiągającej nawet kilka mikrowoltów. Zasadniczą wadą odbiorników o bezpośrednim wzmocnieniu, uniemożliwiającą w wielu przypadkach ich używanie na przepełnionych obecnie pasmach (zawody!), jest mała selektywność, wystarczająca na pasmo 3,5 MHz, lecz stanowczo zbyt mała na 28 MHz. Nie zmienia to jednak faktu, że dla początkującego krótkofalowca wykonanie odbiornika o bezpośrednim wzmocnieniu stanowi najszybszą i najtańszą drogę do uzyskania odbiornika na pasma amatorskie.



Rys. 1-4. Detektor siatkowy z reakcją
a — układ detektora z reakcją w układzie ECO, b — sposób nawijania cewek obwodu wejściowego

Układ odbiornika o bezpośrednim wzmocnieniu (rys. 1-4) przyjęto oznaczać odpowiednim kodem. Stopień detekcyjny z reakcją, tzn. dodatnim sprzężeniem zwrotnym, oznacza się literą V. Przed i po detektorze mogą znajdować się wzmacniacze wielkiej i małej częstotliwości; istnienie takiego wzmacniacza oznacza się cyfrą 1,

a jego nieistnienie — cyfrą 0. Tak więc odbiornik składający się z detektora z reakcją i wzmacniacza m.cz. oznacza się skrótem 0-V-1, a odbiornik zaopatrzony ponadto we wzmacniacz w.cz. — 1-V-1.

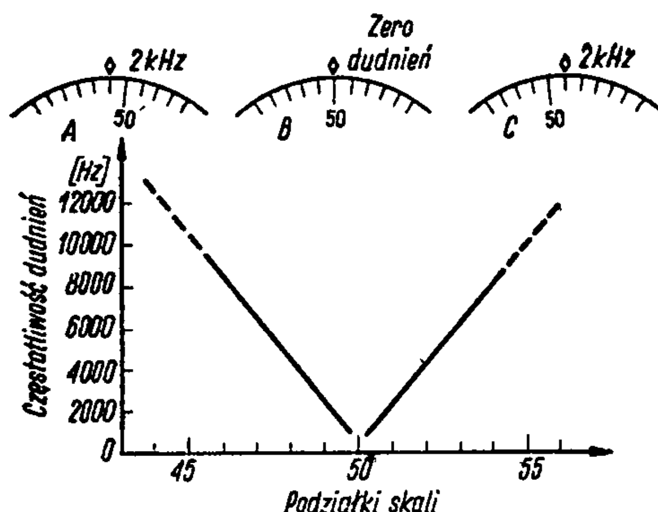
Podstawową częścią odbiornika o bezpośrednim wzmocnieniu jest detektor z reakcją. Najczęściej stosuje się detektor siatkowy jako mający największą czułość dla słabych sygnałów przy dużej oporności wejściowej, która zupełnie nie tłumi obwodu rezonansowego. Zastosowanie dodatkowego dodatniego sprzężenia zwrotnego powoduje odtłumienie obwodu wejściowego przez lampę, a zatem wzrost czułości i selektywności odbiornika. Przy zbyt dużym sprzężeniu układ staje się generatorem. Sprzężenie dodatkowe reguluje się potencjometrem w ekranie lampy, przy czym w układzie z rys. 1-4 regulacja jest bardzo płynna, a reakcja jest „miękka", tzn. podejście do punktu wpadnięcia w oscylacje jest powolne. Ponieważ z obwodem rezonansowym nie jest sprzężona ani dodatkowa indukcyjność, ani obwód rezonansowy, do obwodu nic się nie wnosi, a zatem stabilność jest bardzo duża. Stabilność detektora ma znaczenie podstawowe, ponieważ przy odbiorze sygnałów fonicznych AM jego czułość jest najwyższa w pobliżu progu powstawania oscylacji, a przy odbiorze sygnałów telegraficznych (cw) — zaraz za progiem powstawania oscylacji. Jeżeli przy odbiorze cw odstroimy taki odbiornik o ok. 800÷1000 Hz od częstotliwości sygnału, interferujące ze sobą napięcie sygnału i drgań własnych odbiornika zdudniają się, a wypadkowy sygnał akustyczny o częstotliwości równej odstrojeniu pojawia się i znika w rytmie znaków telegraficznych. Przy niestabilności rzędu kilku kHz odbierany sygnał znika bezpowrotnie i to w nieznanym kierunku.

Zmiany częstotliwości dudnień na wyjściu odbiornika w funkcji strojenia przedstawiono na rys. 1-5.

Obracając pokrętło strojenia odbiornika, uzyskuje się zmianę wysokości tonu odbieranego sygnału od wysokiego, poprzez zero, znów do wysokiego.

Omówienia wymaga jeszcze różnica między „miękką" i „twardą" reakcją, słyszanymi w słuchawkach przez operatora. Otóż „miękka" reakcja objawia się przejściem przez punkt wzbudzenia połączonym z cichym szumem, a co najwyżej sykiem, podczas gdy „twarda" reakcja jest słyszana w słuchawkach jako dość głośne

puknięcie, a następnie gwizd, terkot lub wycie; ponadto ich poziomy są różne. Kłopoty z „twardą" reakcją występowały zwłaszcza w nieużywanych już układach z cewką reakcyjną, w których reakcję regulowało się pojemnością lub opornością, połączoną szeregowo z cewką reakcyjną.



Rys. 1-5. Strojenie odbiornika reakcyjnego przy odbiorze telegrafii

Odczep na cewce obwodu detektora ze sprzężeniem elektronowym (ECO) umieszcza się na ogół na 1/4 liczby zwojów, licząc od strony masy, choć wymaga to czasem pewnych prób. Im zastosowana lampa ma większe nachylenie charakterystyki i im niższa jest częstotliwość pracy, tym odczep może znajdować się niżej.

Układ pokazany na rys. 1-4 może już służyć do odbioru, ale jego stosowanie nie jest zalecane. Prowadzenie nasłuchów na pasmach amatorskich odbiornikiem reakcyjnym 0-V-1 czy 0-V-0 powoduje znaczne zakłócenia dla sąsiednich stacji amatorskich — gdyż przy odbiorze cw detektor jest małym nadajnikiem, z którego obwodem rezonansowym jest sprzężona antena odbiorcza! To właśnie jest przyczyną, dla której najprostszym ze stosowanych dziś na KF odbiorników bezpośredniego wzmocnienia jest 1-V-1, gdzie wzmacniacz w.cz. separuje antenę od obwodu z dodatnim sprzężeniem zwrotnym. Z zasady również stosuje się układy reakcji ze sprzężeniem elektronowym (ECO) jak na rys. 1-4, a to ze względu na ich lepszą stabilność. Stosowanie detektorów w innym układzie jest niecelowe — ich niestabilność powoduje, że

przy zmianie reakcji obwód przestraja się, a odbierana stacja, zwykle w silnych QRM-ach, ginie bezpowrotnie.

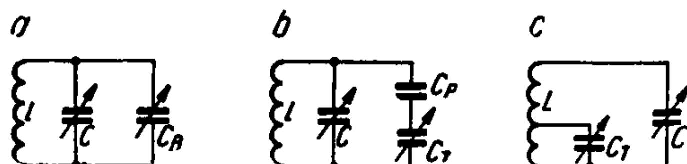
Częstotliwość rezonansową obwodu detektora można regulować, zmieniając zarówno indukcyjność jak i pojemność. Zasadniczo jednak stosuje się strojenie pojemnościowe jako łatwiejsze do wykonania mechanicznie, zwłaszcza jeśli chodzi o wykonanie przekładni. Dla odbiornika na pasma amatorskie obwód powinien przestrajać się o 25—50 kHz na jeden obrót pokrętła na płycie czołowej, co umożliwia już łatwy odbiór emisji SSB i cw. Bliższe dane o przekładniach znajdują się w rozdziale 1.4.

Zmiana zakresów w odbiornikach dla odbioru stacji amatorskich odbywa się dwoma sposobami. Najlepszym i najczęściej spotykanym sposobem jest zastosowanie przełączania cewek. Wymaga to zastosowania pięciopozycjowego przełącznika, na ogół obrotowego, rzadko klawiszowego. Cewki nie używane powinny być zwierane do masy, jeżeli użyty przełącznik to umożliwia. Zapobiega to powstawaniu szkodliwych sprzężeń i rezonansów. Innym sposobem jest stosowanie wymiennych cewek, co jednak znacznie przedłuża czas zmiany zakresów. Dokładniejsze omówienie tego zagadnienia znajduje się w rozdz. 1.4.

Oddzielnym zagadnieniem jest rozciąganie zakresów. Zakres strojenia obwodu składającego się z określonej cewki i kondensatora zmiennego zależy od indukcyjności tej cewki i zakresu zmian pojemności kondensatora strojeniowego. Uzyskanie precyzyjnego strojenia w wąskim zakresie częstotliwości wymaga zastosowania rozciągania zakresów. W praktyce stosuje się rozciąganie mechaniczne i elektryczne. Przy rozciąganiu mechanicznym stosuje się odpowiednie przekładnie mechaniczne, najlepiej zębate, gorsze są linkowe typu stosowanego w odbiornikach radiofonicznych (trudno w nich wyeliminować luzy). Przy rozciąganiu elektrycznym oprócz rozciągania mechanicznego stosuje się odpowiednie układy zmniejszające zakres zmian pojemności wchodzącej do obwodu.

Na rysunku 1-6 przedstawiono różne sposoby rozciągania zakresów. Sposób a) nadaje się do stosowania wówczas, gdy do dyspozycji jest kondensator zmienny o małej pojemności. Wadą tego sposobu jest znaczny wzrost wchodzącej do obwodu pojemności, co pogarsza stosunek *L/C* obwodu, w wyniku czego z jednej strony maleje wzmocnienie stopnia z takim obwodem, z drugiej strony

występuje znaczny wpływ indukcyjności przewodów połączeniowych. Wadą sposobu c) jest konieczność zastosowania cewki z odczepem, co komplikuje przełączanie zakresów. W rozwiązaniach odbiorników amatorskich KF najlepszy jest sposób b), który umo-



Rys. 1-6. Podstawowe układy elektrycznego rozciągnięcia zakresów
a — przez równoległe włączenie dodatkowego kondensatora, b — jak w a) plus dodatkowy kondensator włączony szeregowo z kondensatorem zmiennym, c — przez zastosowanie cewki z odczepem

żliwia rozciągnięcie zakresów także przy zastosowaniu łatwych do uzyskania kondensatorów zmiennych o większych pojemnościach. Należy wspomnieć, że z większości kondensatorów obrotowych od radioodbiorników, mających pojemności zwykle 2×450 pF, daje się wyjąć (przy zachowaniu ostrożności) co drugą płytkę rotora i statora, uzyskując w ten sposób pojemność ok. 120 pF.

Układ z rys. 1-6b jest praktycznie identyczny z układem 1-6a i jego obliczanie różni się tylko koniecznością określenia zmian pojemności kondensatora C_1 „*skróconego*” stałą pojemnością C_2. Poniżej zostanie podany sposób prostego obliczania rozciągania zakresów dla pasm amatorskich.

Na rysunku 1-6a mamy obwód $L(C+C_B)$, gdzie C jest kondensatorem strojenia głównego (w odbiorniku o ciągłym zakresie przestrajania) lub stałą pojemnością w odbiorniku wyłącznie na pasmo amatorskie. Zakres przestrajania obwodu kondensatorem C_B od górnej do dolnej częstotliwości jest równy:

$$\frac{C}{C+C_B} = \frac{f_d^2}{f_g^2} \qquad (1\text{-}2)$$

gdzie: f_d — dolna częstotliwość zakresu,
f_g — górna częstotliwość zakresu.

Ze wzoru tego określamy C_B jako

$$C_B = C\left(\frac{f_g^2}{f_d^2}-1\right), \quad \text{a podstawiając} \quad \frac{f_g^2}{f_d^2}-1 = K$$

mamy

$$C_B = KC \qquad (1\text{-}3)$$

Wielkości K dla wszystkich pasm amatorskich KF podano w tabl. 1-1. Aby określić pojemność kondensatora rozciągania zakresów, a ściślej mówiąc — różnicę jego pojemności maksymalnej

Tablica 1-1

Współczynnik K dla pasm amatorskich KF

Pasmo MHz	K	Pasmo MHz	K
1,8÷2,0	0,235	14,00÷14,35	0,050
3,5÷3,8	0,176	21,00÷21,45	0,043
7,0÷7,1	0,029	28,00÷29,70	0,125

i minimalnej, wystarczy pomnożyć pojemność obwodu, określoną np. wzorem 1-4 przez K.

$$C = \frac{10^6}{4\pi^2 f_d^2 L} \ [\text{pF}] \tag{1-4}$$

Niewiele bardziej skomplikowanie przedstawia się sprawa w układzie 1-6b. Pojemność C_p, wymaganą dla zmniejszenia zakresu zmian pojemności kondensatora C_T, określa się ze wzoru

$$C_p = \frac{C_B \cdot C_T}{C_T - C_B} \tag{1-5}$$

Wartość C_p dobiera się tak, aby przestrojenie C_T od pojemności minimalnej do maksymalnej dawało zakres zmian częstotliwości obwodu równy $f_g - f_d$.

P r z y k ł a d: Obliczamy obwód przedstawiony na rys. 1-6b, przestrajany w pasmie 7 MHz, tzn. od 7,0 do 7,1 MHz. Cewka ma indukcyjność 1,1 μH, kondensator zmienny C_T ma pojemność minimalną 3 pF, a maksymalną — 25 pF. Kondensator szeregowy C_p jest trymerem o pojemności minimalnej 5 pF, a maksymalnej 30 pF.

Ze wzoru (1-4) obliczamy całkowitą pojemność obwodu, równą tu 455 pF. Wymagana pojemność rozciągania zakresu dla pasma 7 MHz jest równa

$$C_B = CK = 455 \cdot 0{,}029 = 13{,}6\ \mathrm{pF}$$

Dla $C_T = 25$ pF i C_p *) $= 30$ pF, uwzględniając również ich pojemności początkowe, uzyskujemy zakres przestrajania C_B 2,5÷16 pF, czyli nieco tylko większy od wymaganego.

Dla innych zakresów przestrajania należy obliczać współczynnik K, co nieco komplikuje obliczenia, nie zmieniając jednak ich kolejności. W praktyce do obwodu wchodzi jeszcze pojemność montażu i pojemność wejściowa lampy lub tranzystora, z którymi dany obwód współpracuje. Jeżeli dany obwód jest włączony między dwie lampy lub dwa tranzystory, wówczas do obwodu wchodzi pojemność wyjściowa lampy (tranzystora) stopnia wejściowego i pojemność wejściowa lampy (tranzystora) stopnia następnego. Powoduje to przy obliczeniach rozciągania zakresów błąd — zbyt małe wartości C_B. W praktyce są wymagane zawsze pewne próby na zmontowanym już układzie; nieocenione usługi oddaje w tym przypadku jak zwykle, GDO (grid-dip-meter).

1.2.2. Odbiorniki superheterodynowe

1.2.2.1. Zagadnienia ogólne

Ze względu na niezadowalającą selektywność odbiorniki o bezpośrednim wzmocnieniu są używane coraz rzadziej. Wśród krótkofalowców stosowane są one tylko przez początkujących nadawców oraz nasłuchowców, zupełnie jednak nie nadają się do pracy w zawodach, gdy zakłócenia są bardzo silne, a selektywność odbiornika nie umożliwia zawężenia przepuszczanego pasma. Im pasmo jest wyższe, tym selektywność odbiornika jest gorsza, a jego czułość maleje, gdyż spada stosunek L/C obwodów. Wykonanie sobie odbiornika o bezpośrednim wzmocnieniu stanowi jednak w naszych warunkach możliwość najszybszego uruchomienia własnej radiostacji.

Omówionych powyżej wad nie ma odbiornik superheterodynowy, czyli odbiornik z przemianą częstotliwości. W odbiorniku tego typu sygnał przychodzący z anteny, po wstępnym wzmocnieniu lub bez niego, zostaje podany na mieszacz, czyli element o charakterystyce nieliniowej — lampę, tranzystor lub diodę półprze-

*) C_p oblicza się ze wzoru (1-4).

wodnikową. Sygnał odbierany jest mieszany w mieszaczu z sygnałem generowanym przez lokalny generator, zwany heterodyną. Na wyjściu mieszacza występują sygnały niosące modulację sygnału odbieranego, złożone z częstotliwości równych: a) różnicy częstotliwości heterodyny i sygnału, b) sumie częstotliwości tych sygnałów, c) sumie i różnicy ich harmonicznych, d) sumie i różnicy częstotliwości harmonicznych, sygnału i heterodyny.

Znajdujący się na wyjściu mieszacza obwód rezonansowy odfiltrowuje niepożądane częstotliwości, wydzielając częstotliwość różnicową. Dalsze wzmocnienie sygnału odbywa się na tej częstotliwości, zwanej *częstotliwością pośrednią*, po czym następuje detekcja sygnału i wzmocnienie małej częstotliwości. Używa się też układów z większą liczbą przemian częstotliwości — dwoma, a nawet trzema — co ma na celu pogodzenie wymogów odnośnie czułości, selektywności i separacji tzw. sygnałów lustrzanych.

Zalety superheterodyny są ściśle związane z faktem wzmacniania sygnału o stałej częstotliwości. Wzmacniacz p.cz. może być zaprojektowany tak, aby można było uzyskać optymalną selektywność i duże wzmocnienie. Duże wzmocnienie uzyskuje się bardzo łatwo, gdyż częstotliwość pośrednia jest stosunkowo mała — w odbiornikach dawnego typu była ona większa od kilkudziesięciu kHz, choć nie przekraczała na ogół 2 MHz, a w najnowszych układach jest ona rzędu 9 MHz dla odbiorników KF.

Wybór p.cz. zależy od kilku czynników. Nie bez znaczenia jest fakt, że nie powinna ona leżeć w zakresie, gdzie pracują silne stacje jakiejkolwiek służby — wówczas żaden eliminator nie zapobiegnie przechodzeniu sygnałów tych stacji do detektora i dalej. Podstawowe jednak znaczenie ma sprawa selektywności. Im mniejsza jest p.cz., tym łatwiej uzyskać lepszą selektywność i większą czułość. Im częstotliwość ta jest większa, tym lepsze jest tłumienie sygnałów lustrzanych.

W odbiornikach radiofonicznych produkcji krajowej częstotliwość pośrednia f_p jest znormalizowana i równa 465 kHz. W odbiornikach importowanych z innych krajów spotyka się czasem nieco inne wartości f_p — między 455 a 473 kHz. W odbiornikach komunikacyjnych spotykamy częstotliwości pośrednie od 85 kHz (brytyjskie odbiorniki wojskowe z okresu II wojny światowej), przez 110—112 kHz (np. odbiorniki US-P), 455—465 kHz (starsze-

go typu odbiorniki średniej i wyższej klasy), 715 kHz (CR-88A), 915 kHz (US-9), 1600—2000 kHz (zwykle jako pierwsza częstotliwość pośrednia odbiorników z podwójną przemianą), aż do 9 MHz w najnowszych odbiornikach z pojedynczą przemianą.

Dla orientacji proces przemiany częstotliwości rozpatrzymy na przykładzie odbiornika komunikacyjnego o $f_p=465$ kHz, odbierającego sygnał telegraficzny o częstotliwości 7000 kHz. Częstotliwość heterodyny wynosić może 7465 kHz lub 6535 kHz, ponieważ

$$7465-7000=465$$

i $$7000-6535=465$$

Dla otrzymania słyszalnego sygnału uzyskaną w ten sposób częstotliwość pośrednią należy zmieszać jeszcze raz z sygnałem o częstotliwości różniącej się od f_p o pewną częstotliwość leżącą w zakresie akustycznym, np. 800 Hz, a więc równą 465,8 lub 464,2 kHz.

Najczęściej stosuje się heterodynę pracującą na częstotliwości większej od częstotliwości sygnału, choć nie jest to regułą.

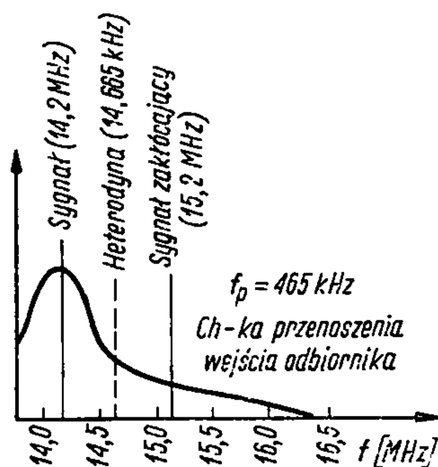
1.2.2.2. Sygnały lustrzane

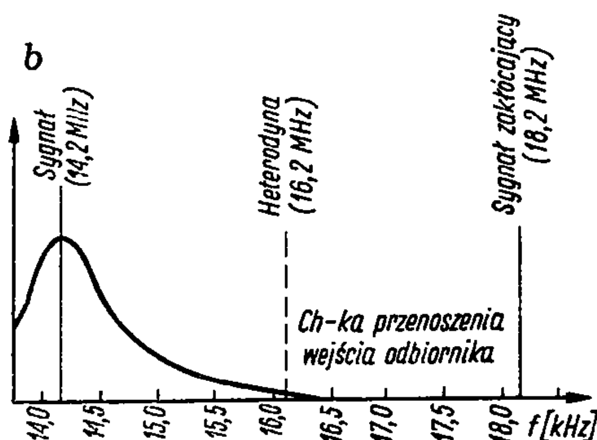
Jak widać z powyższego obliczenia, zawsze istnieją dwie częstotliwości, które z daną częstotliwością tworzą jedną częstotliwość różnicową f_p. W naszym przykładzie z jedną częstotliwością sygnału f_s jedną f_p tworzyły dwie częstotliwości heterodyny f_h — ale analogicznie, z jedną częstotliwością heterodyny będą dawały tę samą f_p dwie różne częstotliwości sygnału f_s! Dla częstotliwości heterodyny np. 7465 kHz częstotliwość różnicową 465 kHz dadzą częstotliwości sygnału 7000 i 7930 kHz. Ta druga częstotliwość, leżąca powyżej f_h, nazywa się *częstotliwością lustrzaną* („lustrzanką"), gdyż stanowi jakby „lustrzane odbicie" częstotliwości sygnału względem częstotliwości heterodyny.

Istnieją dwa podstawowe sposoby osłabiania sygnałów odbieranych na częstotliwościach lustrzanych. Aby oddalony o dwie częstotliwości pośrednie od f_s sygnał lustrzany nie mógł przedostać się do mieszacza, obwody wejściowe powinny mieć dużą selektywność — tym większą, im mniejsza jest częstotliwość pośrednia. Przy małych f_p realizacja obwodów o bardzo dużej dobroci jest kosztowna i kłopotliwa, a uzyskiwane tłumienie sygna-

łów lustrzanych jest dość słabe. Na przykład w popularnym odbiorniku US-P o f_p=112 kHz na najwyższym zakresie (4—12 MHz) sygnały lustrzane są praktycznie nie tłumione i możliwość wykorzystywania tego zakresu jest bardzo problematyczna, choć na zakresie 1÷2 MHz odbiornik pracuje zupełnie nieźle. Przy nieco większych f_p, rzędu 465 kHz, uzyskanie dobrego tłumienia sygnałów lustrzanych było możliwe dopiero przy zastosowaniu dwóch wzmacniaczy w.cz. z trzema obwodami rezonansowymi (np. odbiornik AR-88, SX-28 itp.). To znów powoduje kłopoty z uzyskaniem współbieżności strojenia, walką ze sprzężeniami pasożytniczymi, szumami wzmacniaczy itp., przy czym na najwyższych pasmach KF tłumienie „lustrzanek” było ciągle niezadowalające.

Drugim, obecnie prawie wyłącznie stosowanym sposobem osłabiania sygnałów odbieranych na częstotliwościach lustrzanych jest zwiększanie p.cz. Ze wzrostem p.cz. rośnie odstęp między częstotliwością odbieranego sygnału a częstotliwością lustrzaną. Przy f_p=2 MHz odstęp ten wynosi już 4 MHz, co nie sprawia trudności w uzyskaniu tłumienia częstotliwości lustrzanych powyżej 40 dB





Rys. 1-7. Tłumienie sygnałów lustrzanych odbiornika superheterodynowego
a — częstotliwość pośrednia 465 kHz, b — częstotliwość pośrednia 2 MHz

na częstotliwościach ok. 30 MHz. Jak widać z rys. 1-7, przy f_p=465 kHz częstotliwość lustrzana leży w pasmie przepuszczanym przez obwody wejściowe odbiornika. Przy odbiorze sygnału o częstotliwości 14,2 MHz jednocześnie będzie słyszany sygnał

innej stacji, pracującej na częstotliwości 15,2 MHz, np. stacji radiofonicznej czy komercjalnej. Inaczej będzie się przedstawiała sprawa w przypadku $f_p=2$ MHz. Częstotliwość lustrzana leży tu daleko poza pasmem przepuszczania wejścia odbiornika, a odbiór sygnału 14,2 MHz nie będzie niczym zakłócony (nie mówiąc oczywiście o lokalnym QRM-ie).

Jak już wspomniano, zastosowanie dużej p.cz. powoduje pogorszenie selektywności odbiornika wtedy, kiedy jego wzmacniacz p.cz. jest wykonany na obwodach rezonansowych nawet z prostymi filtrami kwarcowymi. W nowych odbiornikach stosuje się sposób radykalny: przy $f_p=9$ MHz (ułatwiającej odbiór SSB na pięciu pasmach z minimalną ilością mieszań przy jednoczesnym wykorzystaniu filtru p.cz. do formowania sygnału SSB we współpracującym nadajniku) we wzmacniaczu p.cz. umieszcza się filtr kwarcowy o współczynniku kształtu ok. 2,0 i szerokości pasma odpowiedniej dla odbieranej emisji — 500 Hz dla cw, 2,1 kHz dla SSB i 5 kHz dla AM (np. odbiornik Hallicrafters SX-146). Znikają wszelkie problemy z „lustrzankami". Spadek wzmocnienia spowodowany zastosowaniem obwodów o dużej częstotliwości rezonansowej nie ma znaczenia, gdyż wprowadzenie nowoczesnych lamp czy tranzystorów zapewnia jeszcze nadmiar wzmocnienia. Najczęściej jednak stosuje się przemianę wielokrotną.

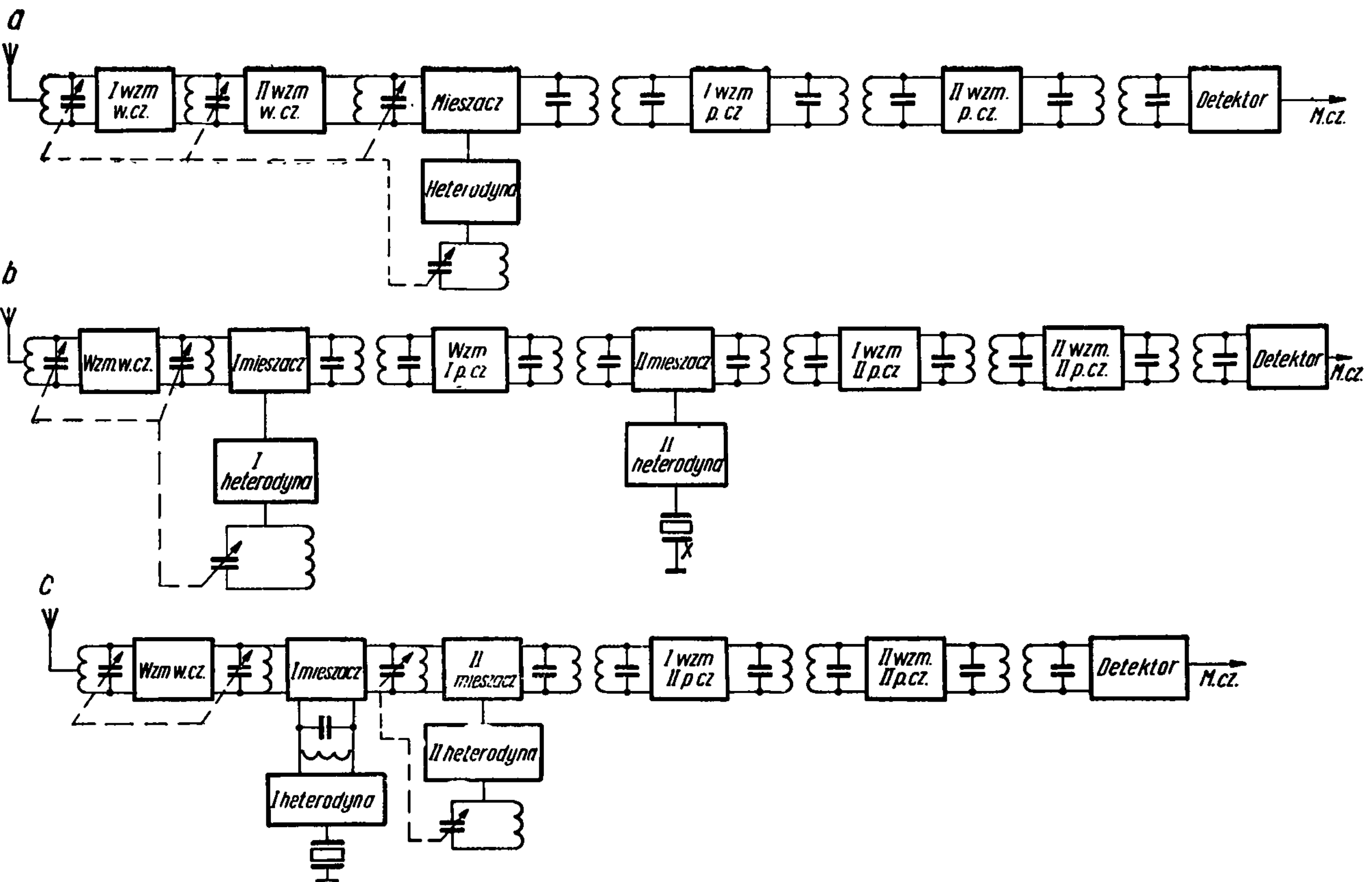
W odbiorniku o przemianie wielokrotnej pierwsza p.cz. jest z zasady wysoka. Stosuje się dość szeroki wachlarz pierwszych p.cz. — od 9 MHz przez 3,5÷4,0 MHz do 1,6÷2,0 MHz. Cel stosowania $f_p=9$ MHz jest jasny z poprzedniego wywodu. Przy stosowaniu $f_p=3{,}5\div4$ MHz poważnie upraszcza się odbiornik, który staje się wtedy odbiornikiem jednopasmowym z konwerterem na pozostałe pasma.

Zaraz po pierwszym mieszaczu bez żadnych skomplikowanych układów następuje drugi, obniżający p.cz. do częstotliwości rzędu 450 kHz. Mamy więc dobre tłumienie sygnałów lustrzanych, uzyskujemy dużą selektywność i czułość na mniejszej częstotliwości. W niektórych odbiornikach stosuje się jeszcze trzecią przemianę częstotliwości, do f_p rzędu 50÷100 kHz dla uzyskania dużej selektywności, lecz wymaga to bardzo starannego doboru p.cz. w celu ustrzeżenia się przed niepożądanymi produktami mieszania.

1.2.2.3. Podstawowe układy odbiorników superheterodynowych

Podstawowe układy odbiorników superheterodynowych pokazano na rys. 1-8. Układ a) jest odbiornikiem z pojedynczą przemianą częstotliwości, wyposażonym w jeden lub dwa wzmacniacze w.cz. Zakres przestrajania jest różny. Niektóre odbiorniki mają ciągłe pokrycie zakresu od fal średnich do 30÷40 MHz w podzakresach o $f_{max}/f_{min}=2\div3$ — np. AR 88, SX-28, US-9, HRO czy BC-312, inne są jednopasmowe (RSI-6M1) lub też umożliwiają odbiór tylko pasm amatorskich. Układ b) jest odbiornikiem z podwójną przemianą częstotliwości, ma tylko jeden wzmacniacz w.cz., pierwsza heterodyna jest strojona analogicznie jak w układzie a), a zatem pierwsza p.cz. jest stała. Druga heterodyna jest prawie zawsze z kwarcem, a druga p.cz. wynosi zwykle ok. 465 kHz. W tym samym układzie są wykonane odbiorniki z potrójną przemianą częstotliwości, gdzie dochodzi jeszcze jedna heterodyna i kilkustopniowy wzmacniacz p.cz. Przedstawicielem tego typu odbiorników jest np. odbiornik RFT typ „188" lub „Lambda". Układ z rys. c), powszechnie dziś stosowany, ma w porównaniu z układem b) odwróconą kolejność heterodyn. Pierwsza heterodyna jest sterowana kwarcem, z czego wynika, że pierwsza p.cz. musi być przestrajana. W praktyce dla odbiorników na pasma amatorskie stosuje się zakres przestrajania pierwszej p.cz. 500 kHz, co stanowi najlepszy kompromis między wykorzystaniem zakresu przestrajania a szerokością poszczególnych pasm. Pasmo 28 MHz wymaga jednak aż czterech kwarców. Druga heterodyna jest przestrajana współbieżnie z pierwszą p.cz. tak, że po zmieszaniu uzyskuje się stałą drugą p.cz. wynoszącą 100÷460 kHz. Jest to więc odbiornik z rys. a) z konwerterem kwarcowym na wejściu.

W dalszym ciągu ogólnego omawiania odbiorników superheterodynowych szczególną uwagę poświęcimy temu typowi odbiorników, jako obecnie najpowszechniej stosowanemu. Zwykły RSI-6M1 plus konwerter — to jest właśnie ten typ. Przedtem jednak należy omówić jeszcze jeden ważny parametr odbiornika komunikacyjnego, a mianowicie modulację skrośną.

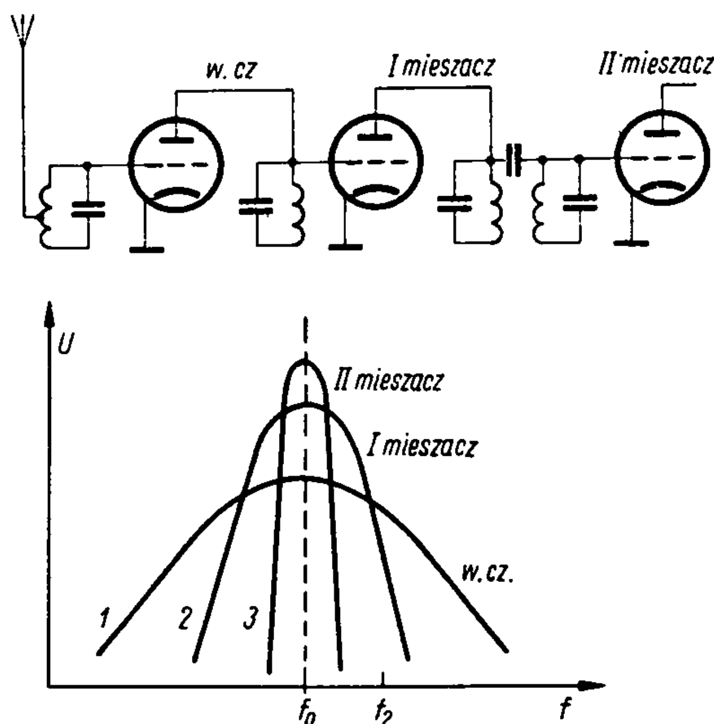


Rys. 1-8. Podstawowe układy odbiorników superheterodynowych

a — odbiornik z pojedynczą przemianą częstotliwości i strojoną heterodyną, b — odbiornik z podwójną przemianą częstotliwości (I heterodyna strojona, II stała), c — odbiornik z podwójną przemianą częstotliwości (I heterodyna sterowana kwarcem, II strojona)

1.2.2.4. Modulacja skrośna

Znaczenie modulacji skrośnej rośnie ze wzrostem liczby stacji na pasmach. Jakże często zdarza się, że operator dobrze odbiera słabą stację wychodzącą z siłą S4. Jednak w przypadku gdy o kilkanaście kHz dalej zaczyna pracować silna stacja europejska lub lokalna, wychodząca na swej częstotliwości z siłą Ś9+20 dB, odbiór słabej stacji, odległej o kilkanaście kHz zostaje uniemożliwiony. Wynik — „zerwanie" QSO. Przyczynę tego zjawiska — modulację skrośną, objaśnimy na przykładzie uproszczonego wejścia odbiornika, przedstawionego na rys. 1-9.



Rys. 1-9. Wpływ liczby obwodów strojonych na wybieranie sygnału żądanego o częstotliwości f_0

a — uproszczony układ części w.cz. odbiornika, b — charakterystyki przenoszenia sygnału do poszczególnych stopni odbiornika

Cztery obwody strojone części w.cz. odbiornika dają wypadkową krzywą selektywności *3*, lecz wzmacniacz w.cz. ma tę krzywą bardzo szeroką (*1*). Jeżeli na wejście odbiornika dostaje się bardzo silny sygnał zakłócający, wzmacniacz w.cz. zostaje przeciążony nawet przy dużym odstępie częstotliwości f_0 i f_z. Przy nieco innym poziomie sygnału zakłócającego a mniejszej jego odległości od f_0 przeciąża się pierwszy mieszacz; przy jeszcze mniejszym poziomie i jeszcze mniejszej odległości od f_0 przeciąża się drugi

mieszacz. Im więc wzmocnienie wzmacniacza w.cz. jest większe, tym bardziej odbiornik jest podatny na modulację skrośną.

Załóżmy teraz, że w układzie z rys. 1-9 poziom sygnału żądanego o częstotliwości f_0 jest równy 1 mV, a poziom sygnału zakłócającego f_z stopniowo wzrasta. Gdy poziom sygnału f_z nie przekracza 0,2÷0,5 V, wzmacniacz zachowuje się jak element liniowy i na jego wyjściu nie pojawi się sygnał zakłócający. Gdy poziom sygnału f_z wzrośnie do wielkości 0,5÷3 V, zacznie on zmieniać punkt pracy lampy a zatem i jej nachylenie, zależnie od swej modulacji. Sygnał pożądany zostaje zmodulowany wtedy modulacją sygnału zakłócającego lub jego manipulacją telegraficzną. Tak więc, choć obwody strojone odfiltrują zarówno sygnał zakłócający jak i produkty mieszania, sygnał zakłócający będzie słyszany na sygnale żądanym. To jest właśnie *modulacja skrośna.*

Gdy poziom sygnału zakłócającego przekracza 3÷5 V, przestaje się on mieścić na charakterystyce lampy i w ujemnych półokresach lampa po prostu zatyka się. Sygnał żądany stanowi wtedy niezauważalny dodatek do sygnału zakłócającego i jest praktycznie niesłyszalny. Nazywamy to *blokadą odbiornika.*

Podane poziomy napięć dotyczą lamp o przeciętnym nachyleniu rzędu kilku mA/V. Dla nowoczesnych lamp o dużych nachyleniach poziomy te są mniejsze. Dla tranzystorów poziomy te wynoszą odpowiednio 5÷15 mV, 15÷100 mV i 100÷250 mV.

Modulacja skrośna nie zależy od poziomu sygnału żądanego dopóki poziom ten jest niski, co zwykle ma miejsce.

Zastosowanie automatycznej regulacji wzmocnienia (ARW) powoduje zmniejszenie wzmocnienia, ale jednocześnie zmniejsza podatność na modulację skrośną wszystkich stopni *położonych za stopniem regulowanym.* Głębokość modulacji skrośnej zależy od kwadratu amplitudy sygnału zakłócającego. Ta zależność umożliwia zmniejszenie modulacji skrośnej przez zastosowanie dzielników napięcia na wejściu odbiornika — dzielnik 6 dB obniża poziom modulacji skrośnej o 12 dB, lecz jednocześnie pogarsza stosunek sygnału do szumu. Dzielnik jest więc rozwiązaniem kompromisowym. Jeżeli sygnał żądany ma poziom wyższy o 6 dB od poziomu, przy którym mieszacz ma dobry stosunek sygnału do szumu, włączenie dzielnika powoduje znaczny wzrost jakości odbieranego sygnału. Niektóre typy najnowszych odbiorników na

pasma amatorskie są wyposażone w oporowe dzielniki na wejściu, wyłączane lub włączane według życzenia operatora. Spośród odbiorników starszego typu w dzielnik taki jest wyposażony odbiornik Marconi CR-150.

Najpopularniejszy dziś układ odbiornika (rys. 1-8c), w przypadku wykonania go sposobem konwencjonalnym, tzn. na maksymalne wzmocnienie sygnału, ma najgorsze własności pod względem odporności na modulację skrośną. Stąd wypływa konieczność niekonwencjonalnego podejścia do jego konstrukcji.

1.2.2.5. Sposoby uzyskiwania wymaganych parametrów odbiornika

Aby uzyskać dobry odbiornik, należy spełnić szereg wymagań, czasem wzajemnie sobie przeczących. Oto one:

Czułość — uzyskuje się przez stosowanie nowoczesnych lamp lub tranzystorów o małej oporności szumów oraz optymalne dopasowanie obwodów do lamp. Wzmocnienie odbiornika uzyskuje się głównie w jego części p.cz. i m.cz.

Selektywność — uzyskuje się przez stosowanie we wzmacniaczu p.cz. filtru o współczynniku kształtu $K \leqslant 2{,}0$ (elektromechaniczny lub kwarcowy). Pasmo przepuszczania filtru powinno wynosić 200÷500 kHz dla cw, ok. 2 kHz dla SSB i 5 kHz dla AM.

Filtracja sygnałów pasożytniczych

1. Właściwe tłumienie sygnałów lustrzanych uzyskuje się przez zwiększenie liczby obwodów strojonych przed mieszaczem i podwyższenie ich dobroci oraz przez zwiększenie p.cz.

2. Tłumienie sygnałów o częstotliwości pośredniej uzyskuje się przez zwiększenie liczby obwodów przed mieszaczem i podwyższenie ich dobroci, zastosowanie ostro strojących się pułapek na p.cz. na wejściu odbiornika oraz zmniejszenie p.cz.

3. Tłumienie częstotliwości kombinacyjnych, powstałych w wyniku wzajemnego mieszania się harmonicznych heterodyny i harmonicznych sygnału, uzyskuje się przez: a) odpowiedni wybór częstotliwości wszystkich heterodyn oraz częstotliwości pośrednich, b) zwiększenie liczby i podniesienie dobroci obwodów wejściowych, c) używanie tylko podstawowych częstotliwości kwarców w heterodynach kwarcowych przy utrzymaniu minimalnego poziomu napięcia heterodyny, niezbędnego dla dobrego mieszania

przy jednoczesnym stosowaniu filtrów pasmowych na wyjściu heterodyny, lub też używanie generatorów overtonowych w układach o małej zawartości innych częstotliwości w sygnale wyjściowym.

Zmniejszanie modulacji skrośnej

1. Obwody decydujące o selektywności odbiornika, powinny znajdować się możliwie blisko za pierwszym stopniem, czyli tam gdzie poziom sygnału jest niski.

2. Selektywność odbiornika powinna być uzyskiwana w jednym stopniu, najlepiej zaraz za mieszaczem.

3. Stopnie przed ostatnim mieszaczem powinny dawać takie wzmocnienie, jakie potrzebne jest dla uzyskania dobrego stosunku sygnału do szumu i czułości oraz tłumić w odpowiednim stopniu sygnały lustrzane. Obwodów tych powinno być możliwie dużo i o możliwie dużej dobroci (ten punkt przeczy punktowi 1).

4. Na wejściu należy stosować pentody z wydłużoną charakterystyką (selektody) jako odporniejsze na modulację skrośną. Zaleca się używanie lampy o średnim nachyleniu, w rodzaju EF 89 lub ostatecznie EF 85, a nie najnowszych typów o dużym nachyleniu (np. EF 183).

Odbiornik spełniający współczesne wymagania musi więc albo mieć odpowiednio dobraną podwójną przemianę, albo też być odbiornikiem z pojedynczą przemianą, zawierającym filtr o wąskim pasmie przepuszczania we wzmacniaczu p.cz.

We współczesnym odbiorniku z podwójną przemianą pierwsza heterodyna powinna być sterowana kwarcem; pierwsza p.cz. musi być wtedy strojona. Zaletą tego rozwiązania jest zachowanie stałego na wszystkich pasmach rozciągnięcia zakresów, skalowania i szybkości przestrajania. Dodatkowym uproszczeniem dla konstruktora jest strojenie p.cz. zawsze w tym samym zakresie niezależnie od pasma, odpada więc kłopotliwe uzyskiwanie współbieżności obwodów wejścia i heterodyny przy zachowaniu rozciągnięcia pasma.

Skalowanie miernika natężenia odbieranego sygnału (S-metra) będzie stałe tylko w przypadku, gdy odbiornik pracuje na wszystkich pasmach w jednym układzie. Odbiornik nie powinien więc w zasadzie mieć podwójnej przemiany na jednych pasmach, a pojedynczej — na innych. W układach, w których pierwszą pośred-

nią jest pasmo 3,5 MHz, dochodzi więc konieczność odpowiedniego przełączania układu S-metra przy przejściu z pasma 3,5 na 7 MHz lub odwrotnie.

1.2.2.6. Szerokość pasma pierwszej p.cz.

Wybór szerokości pasma pierwszej p.cz. przedstawia pewne trudności, gdyż szerokości poszczególnych pasm amatorskich bardzo się od siebie różnią:

3,5÷ 3,8	MHz (szer. pasma	300 kHz)
7,0÷ 7,1	MHz (szer. pasma	100 kHz)
14,0÷14,35	MHz (szer. pasma	350 kHz)
21,0÷21,45	MHz (szer. pasma	450 kHz)
28,0÷29,7	MHz (szer. pasma	1700 kHz).

Zastosowanie zakresu przestrajania równego 2 MHz umożliwiłoby pokrycie całego pasma 28 MHz, ale pasmo 7 MHz stanowiłoby tylko 5% skali. Zakres rzędu 100 kHz byłby idealny dla pasma 7 MHz, ale jest nie do przyjęcia dla innych pasm — dla pokrycia wszystkich pasm trzeba byłoby zastosować aż 40 kwarców! Powszechnie stosuje się więc wielkość kompromisową 500 kHz, co dla pełnego pokrycia wszystkich pasm KF wymaga 8 kwarców. Przy zastosowaniu przekładni napędu skali równej 100 : 1 i typowego kondensatora o kącie obrotu 180° uzyskuje się przestrajanie odbiornika o 10 kHz na 1 obrót pokrętła.

Wybór drugiej p.cz. jest określony najłatwiejszymi do uzyskania filtrami p.cz., co oznacza w praktyce, że jest ona przeważnie równa 465±15 kHz. Stosowanie mniejszej drugiej p.cz. wprowadza problemy z sygnałami lustrzanymi zupełnie analogiczne, jak wynikające z poprzednich omówień, szczególnie przy stosowaniu dużej pierwszej przestrajanej p.cz. Zgodnie również z tym, co już powiedziano, we wzmacniaczu p.cz. rzędu 465 kHz łatwo jest uzyskać wymagane wąskie pasmo przepuszczania, stosując filtr kwarcowy lub elektromechaniczny.

1.2.2.7. Dobór strojonej pierwszej p.cz. — sygnały szkodliwe

Najważniejszą częścią odbiornika jest stopień pierwszej strojonej p.cz. Dobór pasma, w którym pierwsza p.cz. jest przestrajana, wynika z żądanych własności odbiornika pod względem zawartości

sygnałów szkodliwych („ptaszków") *), tłumienia lustrzanych sygnałów i tłumienia sygnałów p.cz.

Sygnał szkodliwy („ptaszek", „ćwierkający" zawsze w tym samym miejscu skali) powstaje wówczas, gdy częstotliwość podstawowa lub jedna z jej harmonicznych do piątej włącznie (poziom wyższych harmonicznych jest już zazwyczaj bardzo niski), różni się o wielkość drugiej p.cz. od częstotliwości podstawowej lub harmonicznej kwarcu pierwszej heterodyny, użytego na danym pasmie. Na przykład, dla pierwszej p.cz. przestrajanej w zakresie 1,5÷2,0 MHz do uzyskania pasma 3,5 potrzebny jest kwarc 5,5 MHz według równania

$$5{,}5-3{,}5=2{,}0 \text{ MHz}$$
$$5{,}5-3{,}8=1{,}7 \text{ MHz}$$
$$5{,}5-4{,}0=1{,}5 \text{ MHz}$$

Przy drugiej p.cz. wynoszącej 465 kHz, gdy trzecia harmoniczna drugiej, przestrajanej heterodyny będzie równa 5500+465= =5965 kHz, częstotliwość podstawowa heterodyny będzie równa 5965 : 3=1987 kHz. Ponieważ heterodyna pracuje na ogół na częstotliwości większej, przy tej częstotliwości odbieramy częstotliwość drugiej p.cz. równą

$$1987-465=1522 \text{ kHz}$$

Na częstotliwości wynoszącej

$$5500-1522=3978 \text{ kHz}$$

będzie znajdował się stale słyszalny „ptaszek", szczęśliwie jednak leżący poza pasmem 3,5 MHz. Wynosząca 11 MHz druga harmoniczna użytego kwarcu daje częstotliwość sumacyjną 11 465 kHz i różnicową 10 535 kHz, które leżą w zakresie piątej harmonicznej częstotliwości drugiej heterodyny.

Tu jeszcze raz trzeba podkreślić, że heterodyny muszą dawać jak najmniej zniekształcone przebiegi sinusoidalne, dla obniżenia poziomu harmonicznych, a zatem i „ptaszków". Nie zmienia to jednak faktu, że walka z nimi jest trudna i w niektórych odbiornikach fabrycznych, nawet bardzo wysokiej klasy, dla tłumienia „ptaszków" stosuje się specjalne obwody. Tak np. w odbiorniku Collins 74A-4 przy pierwszej p.cz. strojonej w zakresie 1,5÷÷2,5 MHz i kwarcu 5,7 MHz dla pasma 3,5 MHz, szeregowo z wejściem drugiego mieszacza znajduje się pułapka na 5,7 MHz.

*) Ang. „birdies".

Tablica 1-2

Częstotliwości sterowanej kwarcem pierwszej heterodyny dla różnych zakresów pierwszej p.cz. przestrajanej w zakresie 500 kHz (druga p.cz. wynosi 460 kHz)

Pasmo MHz	Strojona pierwsza częstotliwość pośrednia, MHz										Uwagi
	1,5÷2,0	2,0÷2,5	2,5÷3,0	3,0÷3,5	3,5÷4,0	4,0÷4,5	4,5÷5,0	5,0÷5,5	5,5÷6,0	6,0÷6,5	
3,5	5,5	6,0	6,5	7,0	–[1]	–[2]	8,5	9,0	9,5	10,0	[1] w tym pasmie tylko pojedyncza przemiana [2] za blisko pasma 3,5 MHz
7	9,0	9,5	10,0	10,5	11,0	11,5	12,0	12,5	13,0	–[1]	[1] za blisko pasma
14	16,0	16,5	17,0	17,5	18,0	18,5	19,0[1]	19,5	20,0	20,5	[1] przy kwarcu 9,5 MHz zarówno jego podstawowa jak i druga harmoniczna dadzą tę samą p.cz.
21	23,0	23,5	24,0	24,5	25,0	25,5	26,0	26,5	27,0	27,5	
28,0÷28,5	30,0	30,5	31,0	31,5	32,0	32,5	33,0	33,5	34,0	34,5	
28,5÷29,0	30,5	31,0	31,5	32,0	32,5	33,0	33,5	34,0	34,5	35,0	
29,0÷29,5	31,0	31,5	32,0	32,5	33,0	33,5	34,0	34,5	35,0	35,5	
29,5÷30,0	31,5	32,0	32,5	33,0	33,5	34,0	34,5	35,0	35,5	36,0	
Zakres przestraja-	1960÷÷2460	2460÷÷2960	2960÷÷3460	3460÷÷3960	3960÷÷4460	4460÷÷4960	4960÷÷5460	5460÷÷5960	5960÷÷6460	6460÷÷6990	Podstawowa
	3920÷÷4920	4920÷÷5920	5920÷÷6920	6920÷÷7920	7920÷÷8920	8920÷÷9920	9920÷÷10920	10920÷÷11920	11920÷÷12920	12920÷÷13920	Druga harmoniczna
	5880÷÷7380	7380÷÷8800	8800÷÷10380	10380÷÷11880	11880÷÷13380	13380÷÷14880	14880÷÷16380	16380÷÷17880	17880÷÷19380	19380÷÷20880	Trzecia harmoniczna

nia drugiej heterodyny (kHz)	7840÷ ÷9840	9840÷ ÷11840	11840÷ ÷13840	13840÷ ÷15840	15840÷ ÷17840	17840÷ ÷19840	19840÷ ÷21840	21840÷ ÷23840	23840÷ ÷25840	25840÷ ÷27840	Czwarta harmoniczna
	9800÷ ÷12300	12300÷ ÷14800	14800÷ ÷17300	17300÷ ÷19800	19800÷ ÷22300	22300÷ ÷24800	24800÷ ÷27300	27300÷ ÷29800	29800÷ ÷32300	32300÷ ÷34800	Piąta harmoniczna
Pasmo MHz	*Częstotliwości drugiej heterodyny „ptaszki", kHz*										Uwagi
3,5	5960 11540 12460	5540 11540 12460	6040[1] 12540[2] 13460	Nie nadaje się na p.cz.	Pojedyncza przemiana	Nie nadaje się na p.cz.	Nie ma	17540	18540	19540 20460	[1] na 3960 kHz, a więc poza pasmem [2] na 3850 kHz, a więc poza pasmem
7	8540 9460	9960	9540	10960	21540[1]	22540 23460	Nie ma	Nie ma	12540	13040[2]	[1] na 7152 kHz, a więc poza pasmem [2] nie nadaje się na p.cz. — za blisko pasma
14	Nie ma	Nie ma	16540	17960	17540	18040 18960	Nie ma[1]	Nie ma	Nie ma	Nie ma	[1] nie wolno stosować kwarcu 9,5 MHz
21	Nie ma	Nie ma	Nie ma	Nie ma	21214÷ ÷21219[1]	Nie ma	25540 26460	Nie ma	Nie ma	27040	[1] bezpośrednie przechodzenie harmonicz. II heterodyny w zakresie 21216,2—21217,2 kHz
28	Nie ma	Nie ma	Nie ma	Nie ma	Nie ma	Nie ma	Nie ma	Nie ma	Nie ma	Nie ma	poza pasmem

W tablicy 1-2 przedstawiono zestawienie częstotliwości heterodyny kwarcowej, wymaganych ze względu na sygnały szkodliwe dla drugiej p.cz. 460 kHz, przy pierwszej p.cz. przestrajanej w zakresie 500 kHz w granicach 1,5÷6,5 MHz. Dla dowolnych innych częstotliwości kwarcu, nie podanych w tablicy, postępuje się w sposób następujący:

Określa się wielkości: $A=f$ kwarcu$+f$ drugiej p.cz., $B=f$ kwarcu$-f$ drugiej p.cz., $C=2f$ kwarcu$+f$ drugiej p.cz., $D=2f$ kwarcu$-f$ drugiej p.cz., następnie w kolumnie odpowiadającej zakresowi pierwszej p.cz. odczytuje się zakres przestrajania drugiej heterodyny. Jeżeli którakolwiek z obliczonych wartości leży w podanych tam zakresach, w danym pasmie znajdą się sygnały szkodliwe.

P r z y k ł a d: Wybieramy pierwszą p.cz. 3,5÷4,0 MHz, stosując kwarc 9 MHz. Obliczamy $A=9460$ kHz, $B=8540$ kHz, $C=18460$ kHz i $D=17540$ kHz. Z tablicy widać, że B i D znajdują się w zakresie przestrajania drugiej heterodyny i jej harmonicznej, co oznacza, że w danym pasmie otrzymamy dwa „ptaszki". Ich dokładne częstotliwości można obliczyć w sposób uprzednio podany.

Z tablicy 1-2 widać, że w odbiorniku pięciopasmowym nie można użyć I p.cz. 3,0÷3,5 MHz. Najlepszym zakresem I p.cz. jest 3,5÷4,0 MHz, dający tylko jeden sygnał szkodliwy w pasmie 14 MHz, lecz w pasmie 3,5÷4,0 MHz odbiornik ma odwróconą skalę i nieco mniejszą czułość.

Uzyskanie kwarców oscylujących na częstotliwości podstawowej większej od 12 MHz jest trudne, dlatego częstotliwości większe otrzymuje się z kwarców o mniejszej częstotliwości. Należy jednak pamiętać, że w przypadku gdy podana w tablicy częstotliwość pochodzi z kwarcu o mniejszej częstotliwości, wszystkie dane dotyczą częstotliwości wyjściowej heterodyny. Nie uwzględniono tu sygnałów szkodliwych, występujących w wyniku istnienia harmonicznych innych, niż będące częstotliwością wyjściową. Zamiast generatorów z powielaniem częstotliwości zalecane jest stosowanie generatorów overtonowych, ponieważ generator overtonowy nie daje sygnałów na częstotliwościach mniejszych od częstotliwości rezonansowej obwodu anodowego heterodyny. Na przykład w odbiorniku o I p.cz. 3,5÷4,0 MHz częstotliwość 18 MHz dla

pasma 14 MHz uzyskuje się z kwarcu 6 MHz, 25 MHz — z kwarcu 8333, a 32 MHz — z kwarcu 10 666 kHz, pracujących w układzie generatora overtonowego. Gdyby kwarce te pracowały w generatorze z powielaniem, druga harmoniczna kwarcu dawałaby z trzecią harmoniczną II heterodyny silny sygnał w pasmie 14 MHz. Częstotliwości podstawowe 8333 kHz i 10 666 kHz dawałyby z drugą i czwartą harmoniczną II heterodyny trzy sygnały w pasmie 21 MHz.

Ogólnie biorąc, jako pierwsza p.cz. mogą być użyte wszystkie pasma 1,5÷6,5 MHz, z wyjątkiem wskazanych specjalnie w tabl. 1-2. Zakłócenia od sygnałów szkodliwych będą wówczas niewielkie pod warunkiem, że stosuje się I heterodynę w układzie generatora overtonowego na częstotliwości większej od odbieranego pasma.

1.2.2.8. Inne kryteria doboru pierwszej p.cz.

1. Tłumienie sygnałów lustrzanych — pierwsze mieszanie

Ogólnie rzecz biorąc, zastosowanie częstotliwości pośredniej, na której uzyskuje się lepsze tłumienie „lustrzanek" na wejściu, daje najgorsze tłumienie dla drugiej pośredniej. W tablicy 1-3 podano

Tablica 1-3

Tłumienie sygnałów lustrzanych (w dB) przy pierwszym mieszaniu

Pasmo MHz	Częstotliwość odbierana MHz	Zakres przestrajania I p.cz., MHz		
		2,5÷3,0	4,5÷5,0	5,0÷5,5
3,5	3,8	68	78	84
7	7,1	66	71	78
14	14,3	54	68	75
21	21,3	42	60	68
28	28,8	36	52	60

wartości tłumienia sygnałów lustrzanych dla kilku wartości I p.cz., gdy do częstotliwości pracy są dostrojone dwa obwody wzmacniacza w.cz. Przy mniejszych pierwszych p.cz. nie można uzyskać wartości tłumienia „lustrzanek" 50 dB, uznawanej za minimalną

w pasmach 21 i 28 MHz. Tłumienie wynoszące 52 dB uzyskuje się dopiero powyżej 4,5 MHz.

2. Tłumienie sygnałów lustrzanych — drugie mieszanie

Jak widać z tabl. 1-4, im większa pierwsza p.cz., tym słabsze jest tłumienie „lustrzanek" przy stałej drugiej p.cz., lecz jego poziom w każdym przypadku jest zadowalający.

Tablica 1-4

Tłumienie sygnałów lustrzanych (w dB) przy drugim mieszaniu (druga p.cz. wynosi 460 kHz)

Częstotliwość sygnału wejściowego MHz	Częstotliwość lustrzana MHz	Zakres strojenia p.cz. MHz	Tłumienie dB
2,2	3,12	2,0÷2,5	68
2,7	3,62	2,5÷3,0	64
4,7	5,62	4,5÷5,0	57
5,2	6,12	5,0÷5,5	50

3. Tłumienie sygnałów pierwszej p.cz. — pierwsze mieszanie

Jakość odbiornika pod tym względem sprawdza się przez unieruchomienie pierwszej heterodyny i przestrajanie odbiornika w dwóch pasmach najbliższych pierwszej p.cz. Dobry odbiornik powinien wykazywać niewielką ilość bardzo słabych sygnałów. Tłumienie sygnałów pierwszej p.cz. jest tym mniejsze, im odbierana częstotliwość jest bliższa zakresu strojenia p.cz. (tabl. 1-5). W tym przypadku przed mieszaczem znajdują się dwa obwody w.cz. dostrojone do odbieranej częstotliwości.

Tablica 1-5

Tłumienie sygnałów pierwszej p.cz. przy pierwszym mieszaniu

Częstotliwość odbierana MHz	Zakres przestrajania p.cz., MHz	
	4,5÷5,0	5,0÷5,5
4,0	33	38
3,8	38	44
3,5	45	50
7,0	54	52
14,3	68	68

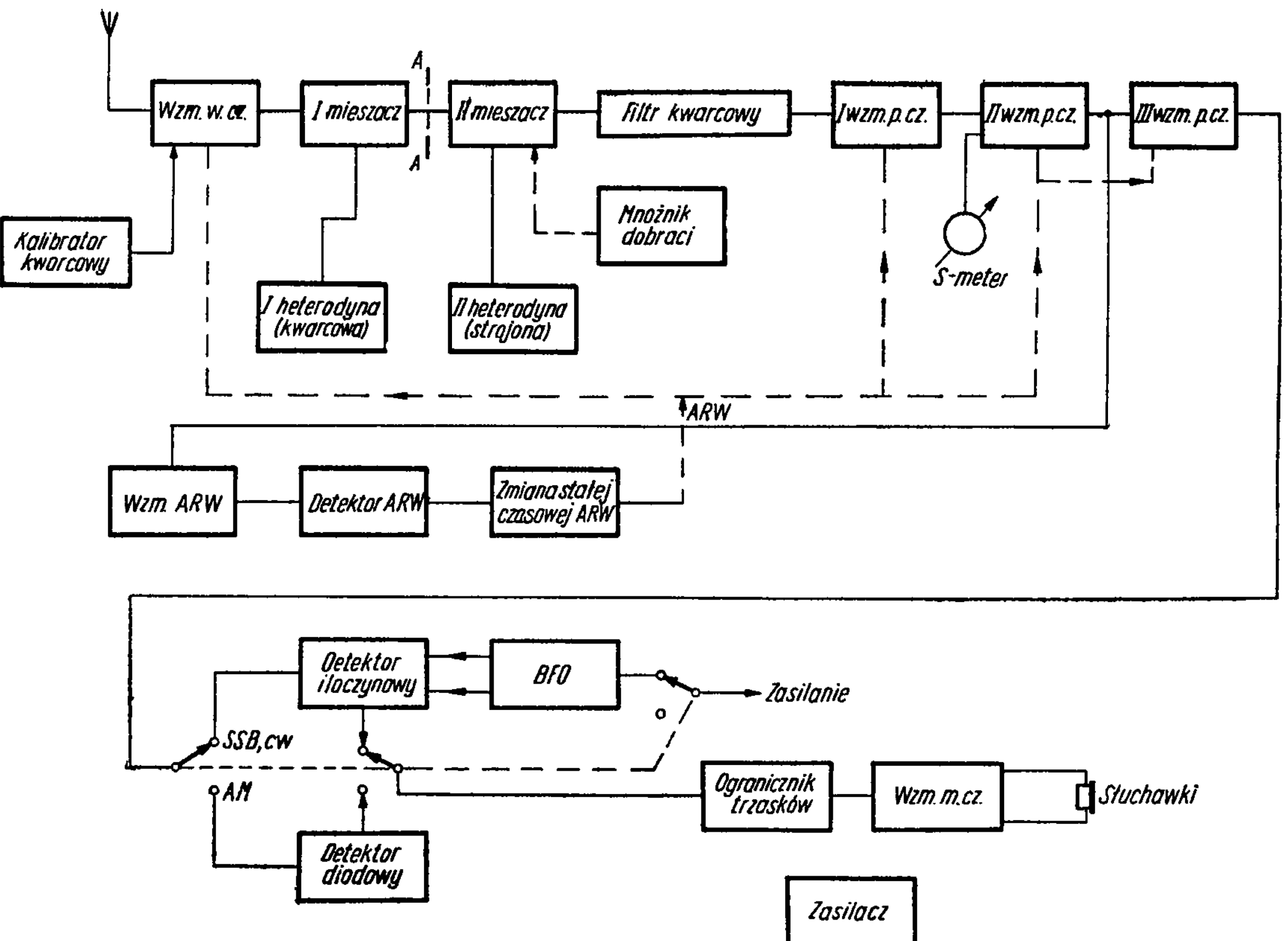
1.3. Stopnie odbiorników KF

1.3.1. Ogólny układ odbiornika

Pełny schemat blokowy nowoczesnego odbiornika KF z podwójną przemianą częstotliwości przedstawiono na rys. 1-10. Na pierwszy rzut oka wydaje się on dość złożony, lecz w rzeczywistości tak nie jest. Zgodnie bowiem z podstawową zasadą radiotechniki — bardzo skomplikowane urządzenia składają się z nieskomplikowanych układów, z tym że są one różnorakie i jest ich dużo. Podobnie jest i w tym przypadku. Prześledźmy w układzie z rys. 1-10 drogę sygnału, ciągle pamiętając o omawianych parametrach. Bliższe omówienie poszczególnych stopni nastąpi później. Pamiętajmy też, że kosztem pogorszenia parametrów możliwe jest znaczne uproszczenie tego układu.

Załóżmy, że przychodzący z anteny sygnał o częstotliwości 7 MHz trafia do obwodu wejściowego, dostrojonego do częstotliwości sygnału. Jego amplituda rośnie w wyniku rezonansu obwodu. Wzmocniony przez lampę (lub tranzystor — lecz dla uproszczenia wywodu będziemy mówili tylko o lampach) wzmacniacza w.cz. sygnał jest podawany na pierwszy mieszacz, gdzie też z pierwszej heterodyny sterowanej kwarcem przychodzi sygnał o stałej częstotliwości, załóżmy że równej 12,5 MHz. W obwodzie anodowym lampy I mieszacza wydziela się częstotliwość pośrednia równa, jak już stwierdzono w rozdz. 1.2, różnicy częstotliwości I heterodyny i częstotliwości sygnału. Ponieważ częstotliwość sygnału może zmieniać się w obrębie 500 kHz (niezależnie od pasma wybieramy zawsze odcinki 500 kHz — patrz rozdz. 1.2), I p.cz. jest w takim zakresie strojona. Zgodnie z poprzednimi założeniami jest to zakres 5,0÷5,5 MHz.

Z obwodu anodowego I mieszacza, przestrajanego w zakresie 5,0÷5,5 MHz niezależnie od pasma, sygnał I p.cz. jest podawany na drugi mieszacz. Z zasady nie stosuje się dodatkowych stopni wzmocnienia I p.cz. Na ten sam mieszacz jest podawane napięcie w.cz. z drugiej heterodyny. Jeżeli II p.cz. wynosi 465 kHz, to druga heterodyna jest przestrajana w zakresie 5465÷5965 kHz. W obwodzie anodowym drugiego mieszacza otrzymujemy częstotliwość różnicową 465 kHz.



Rys. 1-10. Schemat blokowy współczesnego odbiornika radiokomunikacyjnego z podwójną przemianą częstotliwości

Zgodnie z wyjaśnioną powyżej zasadą, że cała selektywność odbiornika powinna być skoncentrowana w jednym stopniu możliwie bliskim wejścia, już w obwodzie anodowym drugiego mieszacza umieszczamy filtr kwarcowy lub elektromechaniczny o dobrym współczynniku kształtu i szerokości pasma odpowiedniej dla odbieranej emisji. Nie oznacza to jednak, że musimy tu zastosować aż 3 filtry, jak to się stosuje w niektórych amerykańskich odbiornikach. Wystarczy jeden dla SSB. Zawężenie pasma dla cw „załatwi" nam mnożnik dobroci („Q-xer") w następnym stopniu p.cz. Przy braku filtru kwarcowego stosuje się tylko Q-xer w obwodzie anodowym mieszacza.

Wszystkie 3 stopnie p.cz. dają ogólne wzmocnienie odbiornika. Nawet uwzględniając, że filtr wprowadza tłumienie 18÷20 dB, uzyskanie całkowitego wzmocnienia p.cz. równego 90 dB nie stanowi problemu. Bez filtru wystarczą dwa stopnie. Zwykle z przedostatnim stopniem wzmacniacza p.cz. jest połączony miernik siły odbieranego sygnału — S-meter. Bez szczególnych strat można się bez niego obejść.

Z ostatniego wzmacniacza p.cz. sygnał idzie do detektora. I tu mamy zasadniczą różnicę w porównaniu ze starymi typami odbiorników. Tam wystarczał detektor diodowy, dość dobrze służący i dla fonii AM i dla telegrafii. Dziś podstawowymi rodzajami emisji są cw i SSB, natomiast AM spotyka się rzadko. Do odbioru SSB służy najlepiej detektor iloczynowy, który również umożliwia znacznie lepszy odbiór cw niż detektor diodowy stosowany dla AM. Stąd konieczność przełączania. Sygnał po detekcji idzie na konwencjalny na ogół wzmacniacz m.cz., na którego wyjściu pracują zwykle słuchawki, a bardzo rzadko głośnik.

Wymagane do działania detektora iloczynowego — często zwanego *product detector* — napięcie w.cz. jest wytwarzane w specjalnym generatorze, zwanym popularnie BFO (Beat Frequency Oscillator — generator dudnieniowy). Przy odbiorze cw generator ten jest przestrajany o kilka kHz po obu stronach II p.cz. — np. dla II p.cz. równej 465 kHz, BFO przestraja się od 462 do 468 kHz, co po zdudnieniu obu częstotliwości daje sygnał różnicowy ±3 kHz. Przy odbiorze SSB najlepiej jest stosować tu dwa przełączane kwarce — jeden dla górnej wstęgi bocznej, drugi — dla dolnej.

Ponieważ w praktyce następują często zmiany natężenia pola odbieranego sygnału, ich ciągłe wyrównywanie ręcznymi organami regulacji (zwykle stosuje się oddzielne regulacje wzmocnienia w.cz., p.cz. i m.cz.) byłoby kłopotliwe, stosuje się więc układ automatycznej regulacji wzmocnienia (ARW), podobnie jak w odbiornikach radiofonicznych. W odbiornikach wyższej klasy — dla uzyskania skuteczniejszego działania ARW stosuje się wzmacniacz ARW. Ponadto, ze względu na różne odbierane emisje, stała czasowa ARW, czyli czas jej „trzymania" po zaniku sygnału, jest zmienna. Z zasady automatyką nie obejmuje się mieszaczy.

Dodatkowym, lecz często niezbędnym wyposażeniem jest ogranicznik trzasków i kalibrator kwarcowy.

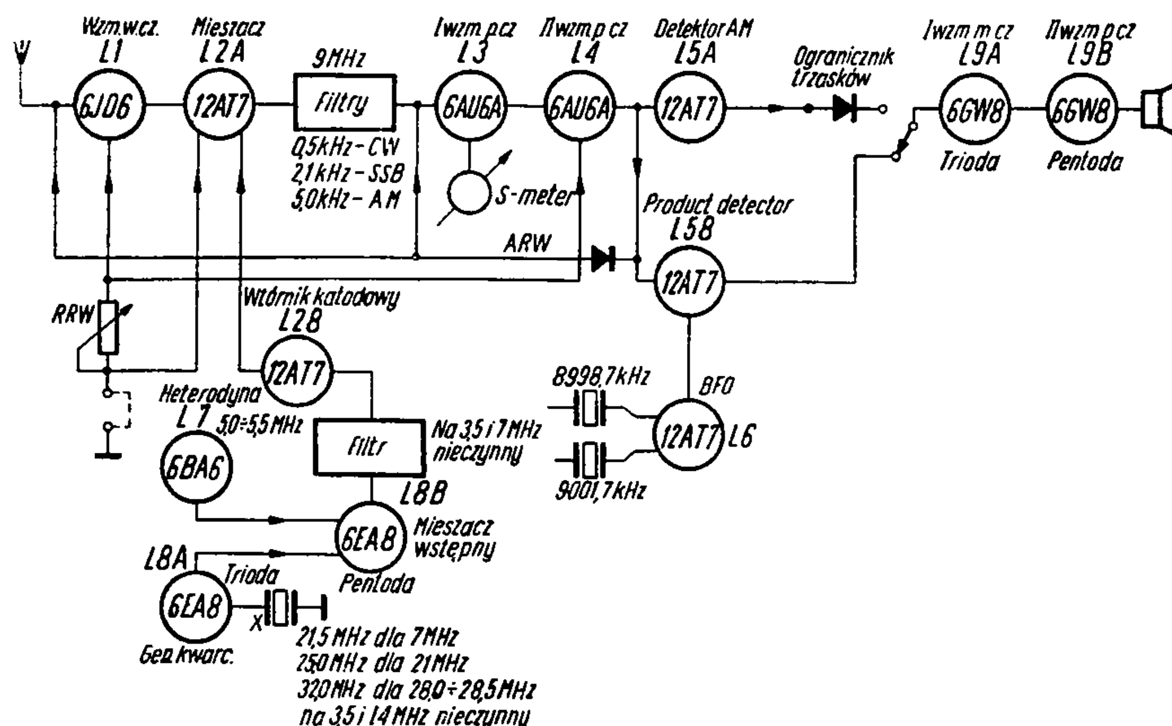
Na zakończenie należy dodać, że bez wzmacniacza w.cz. można się obyć, nawet w odbiorniku komunikacyjnym KF. Warunkiem jest jednak stosowanie pierwszego mieszacza o małych szumach. Dodatkowym przy tym zyskiem jest znaczny wzrost odporności odbiornika na modulację skrośną. Istnieją nawet odbiorniki produkcji fabrycznej wysokiej klasy (Squires-Sanders SS-1R) bez wzmacniacza w.cz., lecz z zastosowaniem specjalnego układu mieszacza na lampie z odchylaniem strumienia elektronów — 7360 (radziecki odpowiednik — 6A3П).

Odcinając od odbiornika część na lewo od prostej A—A (rys. 1-10), otrzymujemy zwykły odbiornik radiokomunikacyjny z jedną przemianą i strojoną heterodyną. Odwracając sytuację, do każdego odbiornika, niekoniecznie nawet radiokomunikacyjnego, można dostawić zespół zwany konwerterem, składający się ze wzmacniacza w.cz., pierwszego mieszacza i heterodyny kwarcowej. Bardzo proste konwertery wykonuje się bez wzmacniacza w.cz. Konwerter umożliwia przemianę częstotliwości odbieranych sygnałów na częstotliwości niższe, leżące w zakresie pracy odbiornika.

Jak już wspomniano uprzednio, najnowsza tendencja układowa odbiorników pasmowych polega na powrocie do pojedynczej przemiany na dużej częstotliwości pośredniej z nieodzownym już filtrem kwarcowym. Schemat blokowy takiego odbiornika (Hallicrafters SX-146) przedstawiono na rys. 1-11.

Układ odbiornika jest zupełnie typowy poza układem heterodyny. W zwykłym odbiorniku z pojedynczą przemianą częstotliwości heterodyna jest przestrajana w pasmie położonym wyżej

od odbieranego pasma o wartość p.cz. W odbiorniku na pasma amatorskie i przy p.cz. równej 9 MHz wymagałoby to zakresu przestrajania 38,5÷39,0 MHz dla najwyższej części pasma 28 MHz, gdy tymczasem nie ma sposobu na wykonanie stabilnego genera-



Rys. 1-11. Schemat blokowy współczesnego odbiornika radiokomunikacyjnego z pojedynczą przemianą częstotliwości

tora przestrajanego w tym zakresie. Wyjście z tej sytuacji jest inne. W odbiorniku SX-146 heterodyna jest przestrajana w jednym tylko zakresie 5,0÷5,5 MHz. Przy p.cz. równej 9 MHz daje to klasyczną kombinację dla pasm 3,5 i 14 MHz, nie wymagając dodatkowego mieszania. Na pozostałych pasmach stosuje się dodatkowy mieszacz częstotliwości heterodyny z częstotliwościami odpowiednio dobranych kwarców, przesuwając zakres wyjściowych częstotliwości heterodyny w miejsce wymagane dla odbioru danego pasma. Stabilność odbiornika jest więc równa stabilności częstotliwości heterodyny i jest taka sama na wszystkich pasmach.

Po mieszaczu włączone są przełączane filtry kwarcowe, po których następują dwa stopnie wzmocnienia p.cz. Odbiornik zawiera oddzielnie detektory dla AM i cw-SSB. Funkcje detektora AM spełnia dioda (trioda zastosowana jako dioda), detektor iloczynowy (product detector) dla cw i SSB jest sterowany napięciem

w.cz. z BFO. Dla każdej wstęgi bocznej w BFO znajduje się oddzielny kwarc. Wzmacniacz m.cz. jest wykonany na triodzie — pentodzie. Ręczna regulacja wzmocnienia (RRW) obejmuje wzmacniacz w.cz. i drugi wzmacniacz p.cz., automatyczna (ARW) — wzmacniacz w.cz. i pierwszy stopień p.cz.

1.3.2. Stopień wejściowy

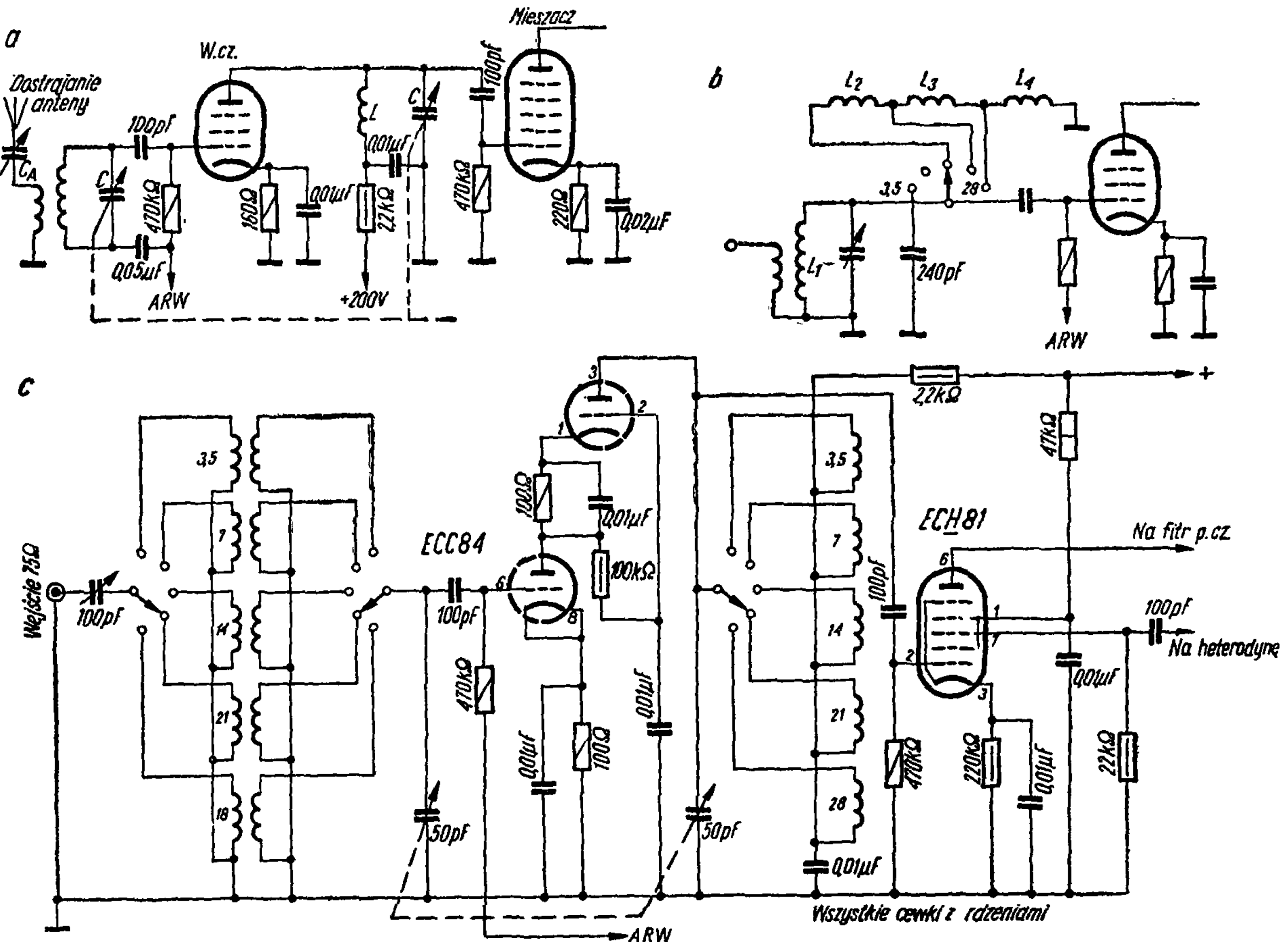
1.3.2.1. Obwody rezonansowe

Przy stosowaniu obwodów rezonansowych o dość dużej dobroci dla osiągnięcia wymaganych wartości tłumienia sygnałów lustrzanych i częstotliwości pośredniej oraz selektywności wystarczą dwa obwody rezonansowe dostrojone do częstotliwości sygnału. Wzmocnienie wzmacniacza obciążonego obwodem rezonansowym zależy od oporności dynamicznej obwodu Z równej

$$Z = \frac{L}{RC} \tag{1-6}$$

gdzie: L — indukcyjność w obwodzie,
C — całkowita pojemność obwodu,
R — oporność strat w obwodzie,
przy czym wzmocnienie rośnie ze wzrostem Z.

W odbiornikach przestrajanych w szerokim zakresie częstotliwości, np. w odbiornikach komunikacyjnych starego typu, wzmocnienie zmienia się znacznie w zakresie przestrajania. Ponieważ powszechnie stosowano zakres przestrajania jednego podzakresu równy 2 : 1, wymaga to zmiany pojemności obwodu w stosunku 4 : 1, co powoduje odpowiednią zmianę Z obwodu. Wzmocnienie wzmacniacza w.cz. jest więc najmniejsze na dolnym końcu pasma, a największe — przy górnym. Stosowano nawet specjalne układy kompensacji tego spadku. W odbiornikach na pasma amatorskie, przestrajanych w wąskim zakresie częstotliwości, ten problem nie istnieje i układy wzmacniaczy stają się bardzo proste. Przykład takiego wzmacniacza w.cz. na pentodzie przedstawiono na rys. 1-12 i 1-12b. Zaleca się stosowanie pentod o średnim nachyleniu charakterystyki, w rodzaju EF 89 i EF 85, obowiązkowo z wydłużoną charakterystyką — jako odporniejszych na modulację skrośną od lamp o dużym nachyleniu i z krótką charaktery-



Rys. 1-12. Układy wzmacniaczy w.cz. odbiorników na pasma amatorskie

a — na pentodzie w układzie klasycznym, b — na pentodzie ze zmniejszoną liczbą cewek wejściowych, c — na podwójnej triodzie w układzie kaskody

styką. Zainstalowanie np. lampy EF 183 o nachyleniu kilkunastu mA/V zwiększy nieco czułość, ale wzmacniacz staje się podatny na wzbudzanie się i bardzo wzrasta modulacja skrośna. W układzie z rys. 1-12a, w odbiorniku na pięć pasm, wymagane jest po 5 niezależnych obwodów wejściowych i heterodyny. Dla zmniejszenia liczby cewek stosuje się układy oszczędnościowe, jak np. pokazany na rys. 1-12b układ obwodu wejściowego odbiornika SX-146. Na pasmie 3,5 MHz równolegle do cewki obwodu, dołącza się kondensator zmniejszający jego częstotliwość rezonansową. Na pasmo 7 MHz obwód składa się z cewki L_1 i kondensatora strojeniowego. Na pozostałych pasmach do obwodu dołącza się coraz mniejsze indukcyjności. Stosowane do tego celu cewki są połączone szeregowo; na pasmo 14 MHz używa się wszystkich trzech, na pasmo 21 MHz włącza się szeregowo połączone cewki L_3 i L_4, a na 28 MHz — cewkę L_4. Takie rozwiązanie znacznie upraszcza przełączanie — nie trzeba przełączać cewek sprzęgających z anteną. Wadą jest jednak zmiana przekładni transformatora w.cz., składającego się z cewki sprzęgającej i cewki obwodu, przy czym przekładnia jest tym mniejsza, im wyższe jest pasmo. Optymalna przekładnia wynosi zwykle 1 : 5.

Układ z rys. 1-12c jest wykonany na podwójnej triodzie w układzie kaskody. Stosowanie kaskody, modne dawniej w konstrukcjach amatorskich, lecz nie praktykowane w konstrukcjach fabrycznych, nie daje poprawy stosunku sygnału do szumu w porównaniu z pentodą. Oczywiście nowoczesną pentodą, nie „antykiem" w rodzaju 6K7. Kaskoda rozpatrywana pod kątem nachylenia charakterystyki i wzmocnienia stopnia jest równoważna przeciętnej pentodzie o średnim lub wyższym od średniego nachyleniu, lecz ma lepsze własności pod względem modulacji skrośnej.

Omówienia wymaga jeszcze zakres przestrajania obwodów. Ponieważ wzmacniacz jest przestrajany w stosunkowo wąskim pasmie częstotliwości (wynoszącym tylko 500 kHz), odpadają wszelkie problemy ze współbieżnością strojenia obwodów. Wymagany zakres zmiany pojemności jest określony przez zakres przestrajania na najniższym pasmie, tzn. 3,5 MHz. Zakres ten, 3,5÷4,0 MHz, jest równy 1 : 1,14. Zakładając sumę pojemności początkowej kondensatora i pojemności montażu wynoszącą 15 pF, zakres ten

pokrywa się zmianą pojemności równą tylko 11,5 pF. Maksymalna wymagana pojemność kondensatora powinna więc wynosić ok. 30 pF. W wykonaniach fabrycznych oś tego kondensatora jest zwykle — choć nie zawsze — sprzężona mechanicznie z osią kondensatora strojącego pierwszą p.cz. W konstrukcjach amatorskich prawie zawsze stosuje się oddzielne strojenie wzmacniacza w.cz. i strojenie pierwszej p.cz. z drugą heterodyną.

1.3.2.2. Tranzystorowy wzmacniacz w.cz.

Jak dotychczas, liczba produkowanych fabrycznie typów odbiorników komunikacyjnych wykonanych całkowicie na tranzystorach jest niewielka. Przyczyną tego są trudności ze zwalczaniem modulacji skrośnej. Stosowanie oporowych tłumików na wejściu jest tu już regułą.

Przy stosowaniu tranzystorów bipolarnych, charakteryzujących się małą opornością wejściową w najdogodniejszym tu do stosowania układzie ze wspólnym emiterem, konieczne się staje dołączanie bazy, a czasem i kolektora, na odczepy cewek obwodów. W przeciwnym razie tranzystor tłumi silnie obwód, którego dobroć spada pogarszając tłumienie sygnałów lustrzanych odbiornika. Te problemy nie występują tylko przy stosowaniu tranzystorów polowych (FET i MOSFET), których oporności wejściowe są bardzo duże, a oporności wyjściowe — duże.

Na rysunku 1-13 przedstawiono kompletny wzmacniacz w.cz. tranzystorowego odbiornika na pasma amatorskie, o I p.cz. przestrajanej w pasmie 5,0÷5,5 MHz. Na wejściu odbiornika znajduje się filtr dostrajany na środek pasma I p.cz., po czym następuje tłumik oporowy, który można z układu wyłączać. Dopiero po tłumiku znajdują się obwody wejściowe, składające się z przełączanych cewek L_2 wyposażonych w odczepy zarówno od strony wejścia jak i bazy tranzystora wzmacniacza. Do dokładnego dostrajania wejścia odbiornika służy oddzielnie wyprowadzony kondensator C_3; w obwodzie kolektora funkcję tę spełnia kondensator C_4, lecz tylko w pasmie 3,5 MHz jako względnie najszerszym. Na pozostałych pasmach dostrojenie jest wyłączone. Wzmocnienie wzmacniacza jest regulowane ręcznie i automatycznie. Do regulacji ręcznej służy potencjometr P_1 zmieniający napięcie baza-



Rys. 1-13. Tranzystorowy wzmacniacz w.cz. odbiornika na pasma amatorskie

-emiter tranzystora. Do regulacji automatycznej służy obwód automatycznej regulacji wzmocnienia (ARW).

Tablica 1-6

Dane cewek i kondensatorów wzmacniacza w.cz. z rys. 1—13

Cewka lub kondensator		Pasmo MHz							
		3,5÷4,0	7,0÷7,5	14,0÷14,5	21,0÷21,5	28,0÷ ÷28,5	28,5÷ ÷29,0	29,0÷ ÷29,5	29,5÷ ÷30,0
L_2	L_2, µH	25÷50	3,5÷7,0	1,3÷2,6	0,5÷1,0	0,3÷0,6			
	zwojów	76	24	12	7	6			
	odczep 1	6	1,5	1	0,75	0,75			
	odczep 2	15	4,5	2	0,75	0,75			
	Drut ∅, mm	0,12	0,4	0,4	0,65	0,6			
L_3	L, µH	4÷8	3÷6	1÷2	0,5÷1,0	0,3÷0,6		0,3÷0,6	
	zwojów	22	21	10	7	6		6	
	odczep	8	4	1,75	0,75	0,75		0,75	
	Drut ∅, mm	0,25	0,4	0,4	0,6	0,6		0,6	
C_1	pF	33	75	51	62	39			
C_2	pF	—	27	20	18	15		15	
C_5	pF	300	100	68	62	50		50	

Dane cewek i tranzystorów są podane w tabl. 1-6. Wszystkie cewki są nawinięte drutem DNE na korpusach o średnicy 18 mm z rdzeniami. Przy zastosowaniu innych rdzeni liczbę zwojów cewek zmienia się odpowiednio, zależnie od wymaganej indukcyjności. Odczepy liczone są od uziemionego końca cewek.

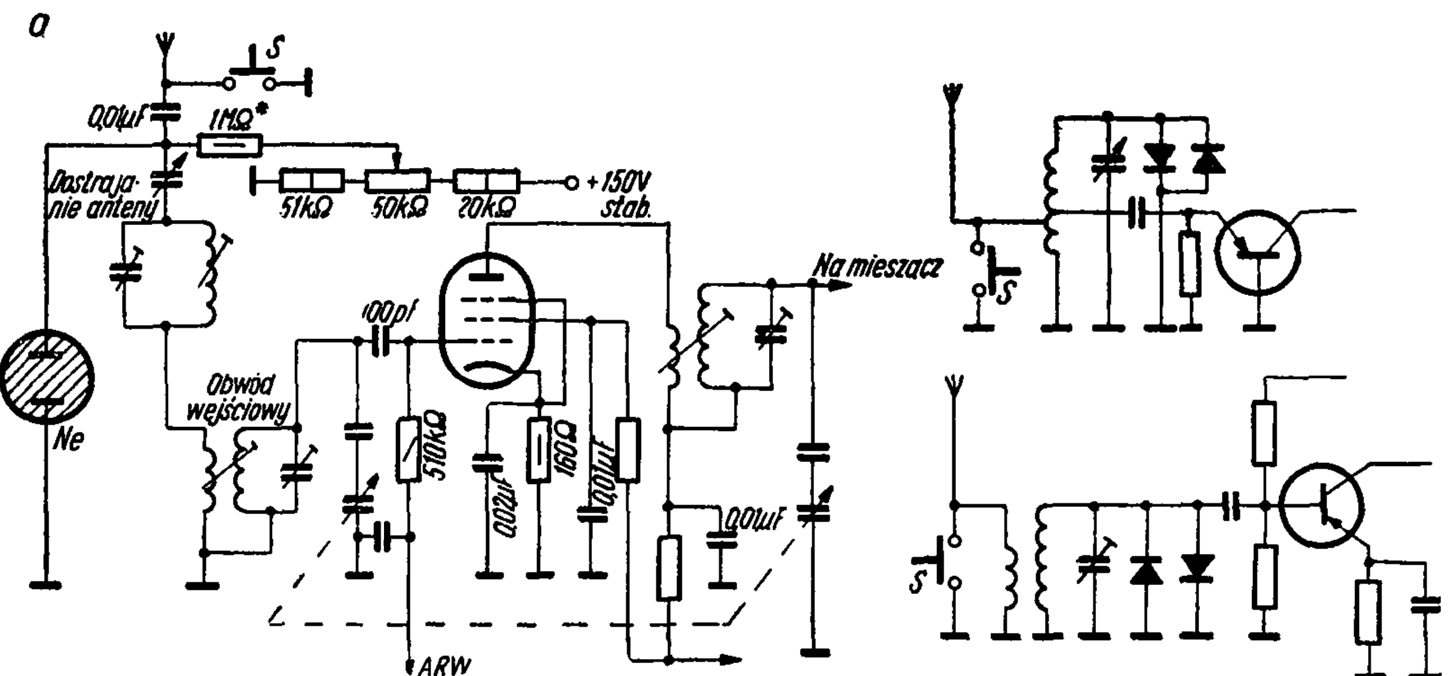
1.3.2.3. Zabezpieczenie odbiornika przed przeciążeniem

Odbiornik radiostacji amatorskiej bywa często narażony na przeciążenia bardzo dużymi napięciami z wyjścia nadajnika (do kilkuset woltów). Powszechnie stosuje się dwa sposoby łączenia odbiornika z nadajnikiem. Pierwszy z nich, najczęściej stosowany, polega na włączeniu odbiornika i nadajnika na wspólną antenę. Przejście z nadawania na odbiór i odwrotnie jest tu połączone z przełączaniem anteny z nadajnika na odbiornik. Funkcję tę spełnia z zasady przekaźnik lub (rzadziej) elektroniczny przełącznik N-O (nadawanie-odbiór). Drugi sposób polega na stosowaniu dwóch oddzielnych anten dla nadawania i odbioru.

Przy pierwszym sposobie odbiornik jest narażony na uszkodzenie w wyniku awarii któregokolwiek z urządzeń przełączających. Zależnie od stosowanej anteny, na obwodzie wejściowym może wtedy pojawić się napięcie do kilkuset woltów w.cz. Jakie to ma skutki dla obwodów wejściowych i lamp a zwłaszcza tranzystorów, nie trzeba chyba tłumaczyć. Przy drugim sposobie napięcia indukowane w sąsiedniej antenie bywają mniejsze, ale również mogą być niebezpieczne dla odbiornika.

Dla uniknięcia tych niepożądanych zjawisk stosuje się proste układy zabezpieczające. W układach lampowych obwody wejściowe zabezpiecza się neonówkami, gdyż lampy dość dobrze znoszą doprowadzane do siatki napięcia rzędu kilkudziesięciu woltów wtedy, gdy w obwodzie siatki znajduje się duża oporność. Najprostszy sposób zabezpieczenia polega na włączeniu neonówki wprost między „gorący" koniec obwodu wejściowego lub siatkę lampy a masę. Użyta neonówka powinna oczywiście mieć możliwie niskie napięcie zapłonu. Nie należy stosować diod Zenera, gdyż ich pojemność złącza jest stosunkowo duża (dziesiątki do setek pF), a więc zbyt silnie przestrajałyby obwody. Lepsze wyniki daje układ z rys. 1-14a, gdzie neonówkę o napięciu zapłonu ok. 90 V zasila się ze źródła stabilizowanego napięcia, ustalając na niej potencjometrem napięcie nieco niższe od napięcia zapłonu. Przy ukazaniu się na wejściu antenowym napięcia w.cz. już rzędu 10 V neonówka zapala się, zwierając to napięcie do masy.

W odbiornikach tranzystorowych nie można stosować neonówek. Przeciętny dyfuzyjny tranzystor w.cz. ulega zniszczeniu, gdy napięcie baza-emiter przekracza 0,5 V. Należy więc stosować elementy zwierające wejście już przy napięciu ok. 0,3 V. Funkcję tę dobrze spełniają zwykłe diody germanowe w układach przedstawionych na rys. 1-14b. Jak wiadomo, dioda germanowa zaczyna przewodzić dopiero wtedy, gdy napięcie na niej przekracza 0,3 V. Dioda krzemowa przewodzi dopiero od ok. 0,6 V. W układach z rys. 1-14b każda z diod zaczyna przewodzić po przekroczeniu przez napięcie emiter-baza wartości 0,3 V i napięcie podawane na wzmacniacz nie przekracza bezpiecznej dla niego wartości. Należy stosować diody o małej pojemności złącza — serii DOG lub (lepiej) DG, aby przestrajanie obwodu było jak naj-



Rys. 1-14. Układy zabezpieczające wejście odbiornika przed przeciążeniem sygnałem w.cz.
a — układ lampowy z neonówką, b — układy tranzystorowe z diodami germanowymi; s — styki przekaźnika zabezpieczającego, zwarte przy nadawaniu

mniejsze. W układach z rys. 1-14b obniża się nieco dobroć obwodu. Stosowanie diod zabezpieczających powoduje często wzrost modulacji skrośnej.

1.3.3. Układy przemiany częstotliwości

1.3.3.1. Zagadnienia ogólne

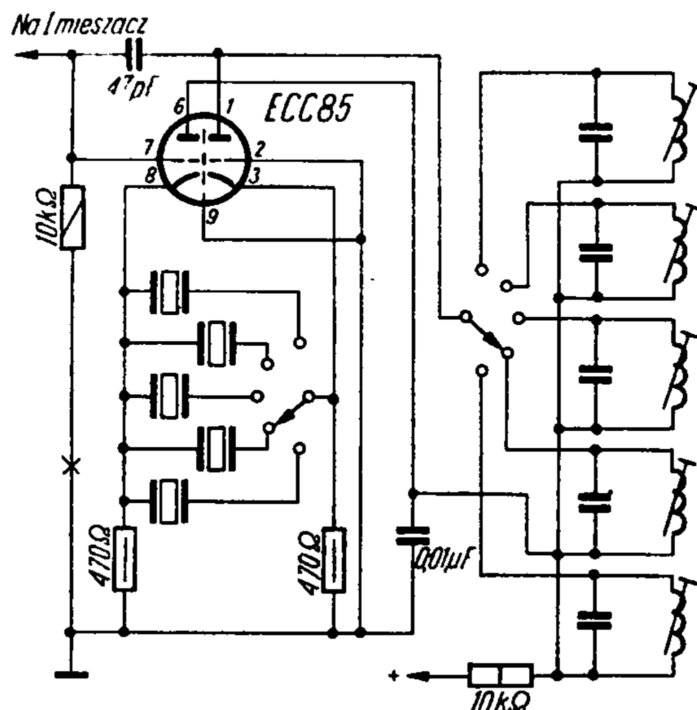
Każdy element nieliniowy może działać jako mieszacz. Ponieważ zarówno lampa jak i tranzystor, czy dioda półprzewodnikowa są elementami nieliniowymi, każde z nich może pełnić funkcje mieszacza. W praktyce konstrukcyjnej odbiorników komunikacyjnych stosuje się specjalnie do tego celu skonstruowane lampy wielosiatkowe, głównie typów ECF 82 i ECH 81, zależnie od przeznaczenia. Oba te typy charakteryzują się bardzo niewielkim wzajemnym wpływem obwodów sygnału i heterodyny. Rzadziej stosuje się inne typy lamp, głównie pentody o średnim nachyleniu w rodzaju EF 85.

Warunki pracy mieszacza odbiornika komunikacyjnego dobiera się nieco inaczej niż dla mieszacza odbiornika radiofonicznego. Zasadnicze znaczenie w tym pierwszym ma zawartość harmonicznych w sygnale heterodyny (ze względu na omawiane już wyżej „ptaszki"). Inna jest również amplituda sygnału heterodyny; w normalnych warunkach odbioru, przy zachowaniu poziomu sygnału zabezpieczającego przed zbytnią modulacją skrośną (nie więcej niż 100 mV na siatce drugiego mieszacza) dla zapewnienia właściwego procesu mieszania stosunek napięć heterodyny i sygnału powinien wynosić 10 : 1, czyli napięcie heterodyny nie powinno przekraczać 1 V. (W odbiornikach radiofonicznych jest ono równe ok. 10 V i więcej, co powoduje zwiększenie czułości niewielkim kosztem). Tak więc warunki pracy heterodyny odbiornika komunikacyjnego powinny zapewniać prąd siatki pierwszego mieszacza w granicach 100÷250 μA, a drugiego mieszacza — 100÷200 μA przy oporności w obwodzie siatki nie przekraczającej 47 kΩ.

1.3.3.2. Heterodyny

Najlepszym układem heterodyny kwarcowej, pracującym równie dobrze z kwarcami na częstotliwość podstawową jak i kwar-

cami overtonowymi, jest układ Butlera, przedstawiony na rys. 1-15. Wybór kwarcu do pracy tego układu zależy tylko od częstotliwości rezonansowej obwodu w anodzie prawej triody. Jego do-



Rys. 1-15. Układ I heterodyny sterowanej kwarcem

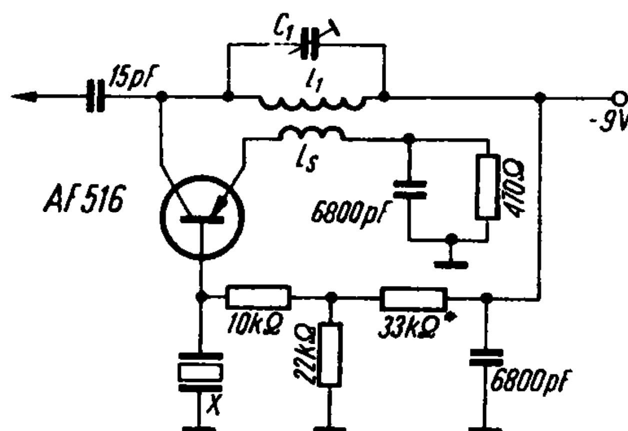
datkową zaletą jest stosowanie cewek bez odczepu, co umożliwia przełączanie zakresów heterodyny jedną płytką przełącznika 2×5 pozycji, jeżeli wykorzystuje się tylko jeden podzakres pasma 28 MHz, wynoszący 500 kHz. Przy wykorzystywaniu całego pasma 28 MHz należy instalować dodatkowy przełącznik 2×4 pozycje, włączany w pozycji „28 MHz" głównego przełącznika.

Przy dostrajaniu obwodu anodowego do częstotliwości overtonowej kwarcu wskaźnikiem dostrojenia jest podskok prądu siatki lewej triody. Prąd ten mierzy się dołączając na okres strojenia miernik o zakresie 500 μA w punkcie oznaczonym „x". Praktycznie każdy kwarc na częstotliwość podstawową powyżej 2÷3 MHz pracuje dobrze przynajmniej na trzecim overtonie, a większość z nich pracuje i na piątym. W analogiczny do powyższego sposób zestraja się obwody do częstotliwości podstawowych kwarców.

Sterowana kwarcem heterodyna może pracować w dowolnym innym układzie generatora overtonowego niż przedstawiony na

rys. 1-15. Schematy tych generatorów można znaleźć w odpowiednich książkach (2, 3).

Najczęściej spotykany układ heterodyny kwarcowej na tranzystorze przedstawiono na rys. 1-16. Układ ten nadaje się szczególnie do stosowania kwarców overtonowych na zakres 15÷



Rys. 1-16. Układ I heterodyny tranzystorowej sterowanej kwarcem

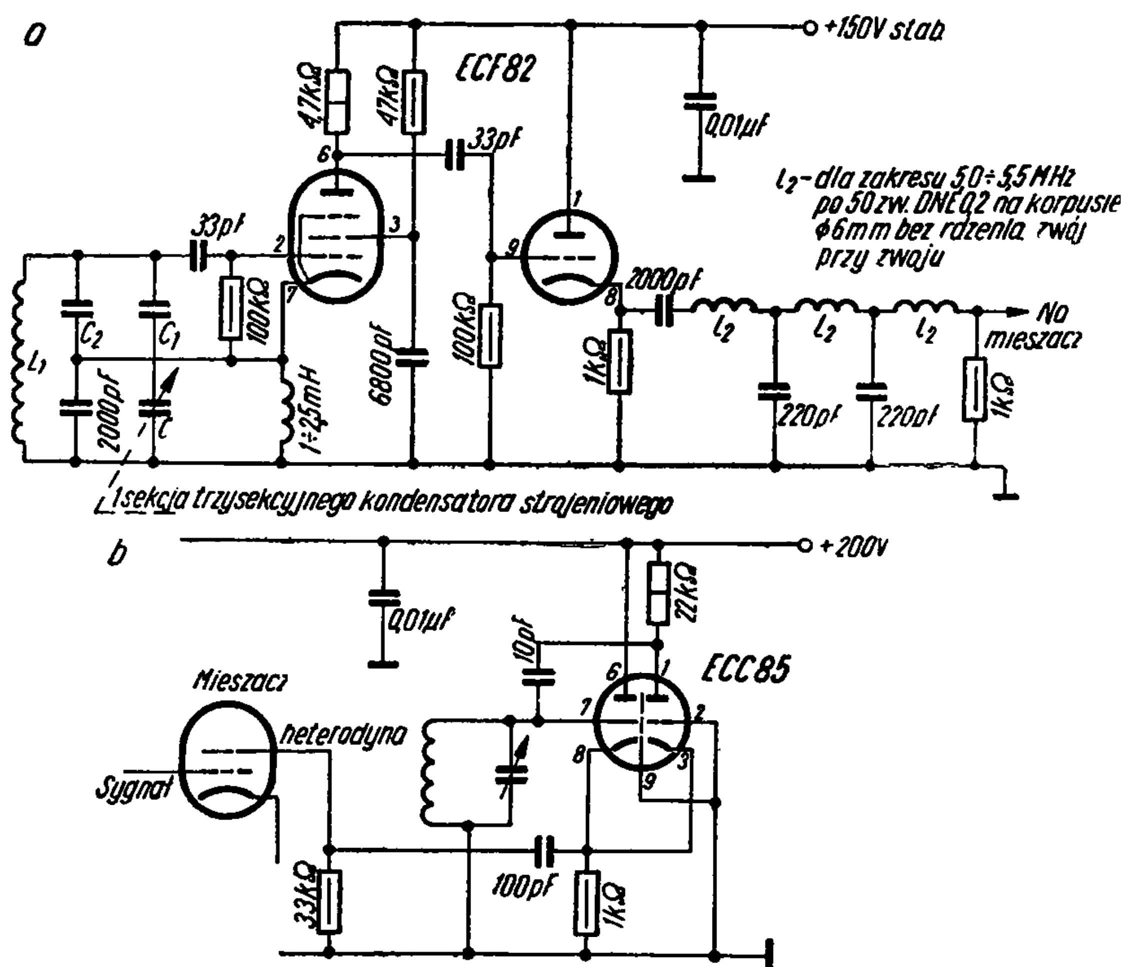
÷150 MHz. Obwód L_1C_1 dostraja się do częstotliwości overtonowej kwarcu. Liczba zwojów cewki sprzęgającej L_s powinna wynosić 25÷33% liczby zwojów cewki L_1, przy czym sprzężenie dobiera się możliwie słabe.

Stabilność odbiornika jest określana przez drugą przestrajaną heterodynę, zwaną często również VFO (z angielskiego — Variable Frequency Oscillator) — przez analogię do układów nadawczych. W układach transceiverów, tzn. urządzeń nadawczo-odbiorczych, w których pewne części układu są wykorzystane jednocześnie w części nadawczej i odbiorczej, druga heterodyna służy jednocześnie jako VFO nadajnika.

Szczególnie starannego wykonania wymaga VFO w odbiorniku z przestrajaną pierwszą p.cz., zwykle dość dużą. Stosuje się tu technikę używaną w układach nadawczych. Napięcia zasilające, czasem nawet i napięcie żarzenia, są prawie zawsze stabilizowane. Heterodyna pracuje w układzie zapewniającym dobrą stabilność — Clappa, Colpittsa z dużymi pojemnościami obwodów czy też Franklina. Konieczne jest stosowanie elementów dobrej jakości. Wykonanie heterodyny powinno być pewne mechanicznie i elektrycznie. Częstotliwość wyjściowa heterodyny raz nastawiona organem strojenia, nie może się zmieniać pod wpływem drgań mechanicz-

nych i zmian temperatury. Napięcie wyjściowe powinno być stałe w zakresie przestrajania, zawierając jednocześnie możliwie mało harmonicznych. Wartość napięcia wyjściowego drugiej heterodyny jest dość krytyczna, przy czym dla lampowych odbiorników na pasma amatorskie wynosi ona zwykle 9÷10 V.

Dla zmniejszenia zawartości harmonicznych w sygnale heterodyny doprowadzanym do mieszacza i zmniejszenia sprzężenia obwodu heterodyny z innymi obwodami, między heterodyną a mieszaczem umieszcza się filtr dolnoprzepustowy i wtórnik katodowy. Układ tego typu przedstawiono na rys. 1-17. Stabilność tego układu zależy od stosunku L_1 do sumy wchodzących do obwodu pojemności — im L_1 jest mniejsze, tym stabilność jest lepsza, gdyż zmiany temperatury mają większy wpływ na indukcyjność niż na pojemność. Im większa jest pojemność obwodu, tym mniejszy jest wpływ zmian pojemności współpracującej z nim lampy.



Rys. 1-17. II heterodyna odbiornika komunikacyjnego

a — w układzie Colpittsa z wtórnikiem separującym i filtrem dolnoprzepustowowym, b — w układzie Colpittsa o sprzężeniu katodowym

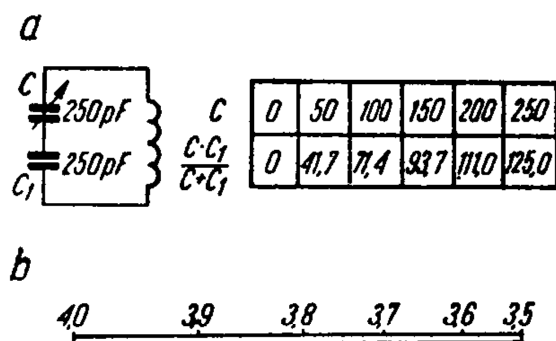
Stałość napięcia wyjściowego jest zapewniona przez zastosowanie równoległego obwodu rezonansowego. Sekcja kondensatora strojeniowego C ma w praktyce pojemność 100÷250 pF (trudno dostać mniejsze). Zakres przestrajania wynoszący 500 kHz ustala się przez odpowiednie dobranie C_2 — im C_2 jest większe, tym mniejszy jest wpływ kondensatora zmiennego. Na przykład przy pojemności sekcji kondensatora zmiennego 250 pF i $C_2=600$ pF uzyskuje się taki sam zakres strojenia jak przy kondensatorze zmiennym 140 pF z dołączoną równolegle pojemnością 280 pF.

Układ o sprzężeniu katodowym z rys. 1-17b zdobywa coraz większą popularność. Jego zaletami, oprócz możliwości stosowania cewki bez odczepu, są: dobra stabilność, mała zawartość harmonicznych, pewna praca przy dużych pojemnościach obwodów i niewymaganie dodatkowego wtórnika separującego. Przy zbyt dużej pojemności sprzęgającej między anodą prawej triody a siatką lewej, układ zaczyna działać niepewnie. Pomaga wtedy wstawienie bezindukcyjnego opornika 10÷50 Ω szeregowo z kondensatorem sprzęgającym. Dla zawartości harmonicznych w sygnale wyjściowym wielkie znaczenie ma typ kondensatora blokującego zasilanie i sposób jego włączenia. Kondensator ten powinien być ceramiczny, płaski, o małej indukcyjności (typu KFP), włączony bezpośrednio na podstawce lampy między anodą lewej triody a wspólny punkt uziemienia.

Idealnym rozwiązaniem byłoby uzyskanie liniowej skali odbiornika. Powszechnie jednak stosowane kondensatory zmienne mają charakterystyki kwadratowe lub logarytmiczne, w funkcji częstotliwości strojonego obwodu. Wskutek tego otrzymuje się skalę odbiornika nieco zagęszczoną od strony mniejszych częstotliwości, lecz oczywiście taką samą dla wszystkich pasm. Przykład takiej skali przedstawiono na rys. 1-18.

Jeżeli szeregowo z kondensatorem zmiennym jest włączony kondensator stały, sumaryczna pojemność obwodu maleje, a ponadto wpływ kondensatora stałego na częstotliwość jest tym większy, im pojemność kondensatora zmiennego jest większa. W tym układzie otrzymuje się skalę zagęszczoną od strony wyższych częstotliwości (rys. 1-19). Porównując rys. 1-18 i 1-19 można wyciągnąć wniosek, że połączenie tych układów umożliwia uzyskanie skali liniowej. W praktyce zaleca się stosowanie $C_1=C$, a $C_2=2\,C$.

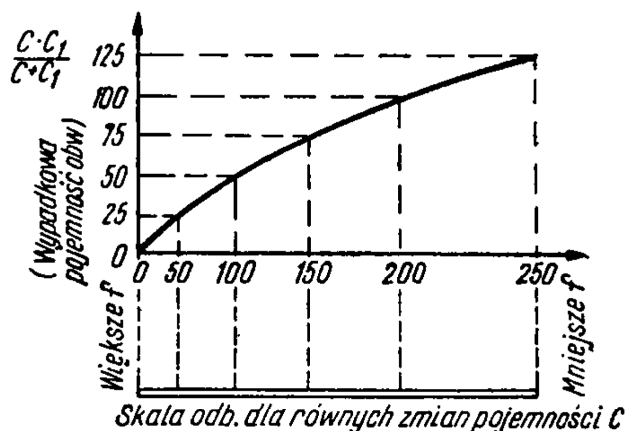
Jeżeli skala jest zagęszczona od strony mniejszych częstotliwości — C_1 należy zmniejszyć, przy zagęszczeniu od góry — C_1 należy zwiększyć. Wynoszący 500 kHz zakres przestrajania ustala się przez zmianę C_2.



C	0	50	100	150	200	250
$\frac{C \cdot C_1}{C + C_1}$	0	41,7	71,4	93,7	111,0	125,0

Rys. 1-18. Skala odbiornika — szeregowo z kondensatorem zmiennym włączony kondensator stały

a — obwód rezonansowy i zmiany pojemności równoległej do cewki przy zmianach pojemności kondensatora zmiennego, b — określanie skali odbiornika



Rys. 1-19. Pojemność obwodu przy szeregowym połączeniu kondensatora stałego ze zmiennym kondensatorem 250 pF

Trudności w uzyskaniu liniowego przestrajania spowodowały ostatnio przechodzenie na strojenie II heterodyny indukcyjnością. Dotychczas było to niemal „wyklęte" ze względu na niestabilność będących dotąd do dyspozycji rdzeni. Obecnie jednak postęp osiągnięty w technologii materiałów magnetycznych umożliwił uzyskanie materiałów o doskonałej stałości własności magnetycznych przez długi okres czasu. Nie należy jednak próbować budowy takiego układu, nie mając pewności co do stabilności posiadanych rdzeni.

Układy przestrajanych heterodyn na niskie częsotliwości pośrednie nie różnią się od układów spotykanych w odbiornikach radiofonicznych. Jedynie elementy są stabilniejsze. Przykłady układów można znaleźć w literaturze (2).

1.3.3.3. Mieszacze

Napięcie sygnału doprowadzanego już po wzmacniaczu w.cz. do pierwszego mieszacza odbiornika, waha się między 5÷100 000 µV. Przy tak małych sygnałach zasadnicze znaczenie ma poziom szu-

mów generowanych przez pierwszy wzmacniacz. O ile w odbiornikach radiofonicznych stosuje się mieszacze dwusiatkowe (iloczynowe) na heptodach lub oktodach i te same układy stosowało się jeszcze 10 lat temu w odbiornikach komunikacyjnych, o tyle dziś są one używane tylko jako drugie mieszacze. Przyczyną tego są właśnie szumy takiego mieszacza. Oporność szumów nowoczesnej heptody (ECH 81) wynosi kilkadziesiąt kΩ, przestarzała już dziś trioda-heksoda 6K8 ma oporność szumów aż 290 kΩ, tymczasem pracująca w układzie jednosiatkowego mieszacza nowoczesna pentoda o średnim nachyleniu (EF 80) ma oporność szumów rzędu 2÷3 kΩ. Pentody z siatkami napinanymi pracujące w układzie mieszacza mają oporność szumów rzędu 1 kΩ, a analogicznego typu triody — kilkaset omów. Analogicznie nachylenie przemiany, określające wzmocnienie stopnia przemiany, wynosiło dla heptod starego typu 0,4 mA/V, dla nowoczesnej ECH 81 — 0,77 mA/V, dla EF 80 już 2,3 mA/V a dla ECC 88 — 4,2 mA/V. Nachylenie przemiany jest równe ok. 30% nachylenia lampy jako wzmacniacza. Stopień przemiany na ECC 88 daje więc prawie dziesięciokrotnie większe wzmocnienie sygnału p.cz. niż popularna dawniej heptoda 6SA7 przy oporności szumów mniejszej prawie tysiąckrotnie. Jest rzeczą oczywistą, że mieszacz o małych szumach własnych umożliwia wzmacnianie mniejszych sygnałów — odbiornik może być czulszy, a wzmacniacz w.cz. może mieć mniejsze wzmocnienie, co znakomicie poprawia odporność odbiornika na modulację skrośną. Duże nachylenia przemiany umożliwiają, przy zachowaniu tego samego wzmocnienia, stosowanie małych amplitud napięcia pierwszej heterodyny — przez co uzyskuje się niski poziom jego harmonicznych i niski poziom sygnałów produktów mieszania („ptaszków").

Dane podstawowych lamp stosowanych w mieszaczach podano w tabl. 1-7. Podane w tablicy wzmocnienie oznacza wzmocnienie sygnału od wejścia mieszacza do wyjścia na częstotliwości pośredniej. Minimalny sygnał wyjściowy jest podany dla stosunku sygnału do szumu równego 10 dB, a maksymalny dla stosunku równego 40 dB. Jak widać z tabl. 1-7, najszerszy zakres dynamiczny między sygnałami maksymalnym a minimalnym ma ECC 82, lecz jej wzmocnienie przemiany jest bardzo małe. Pod wszelkimi innymi względami najlepszą okazuje się tu jednak trioda o średnim

Tablica 1-7

Mieszacze

Typ lampy	Wzmocnienie	Sygnał minimalny µV	Sygnał maksymalny V
1/2 ECC 82 (trioda o małym K_a)	3	9,0	2,1
1/2 ECC 85 (trioda o średnim K_a)	14	4,1	0,7
EF 80 (pentoda)	16	8,0	0,36
6BA7 (pentagrid)	8	20,0	0,41

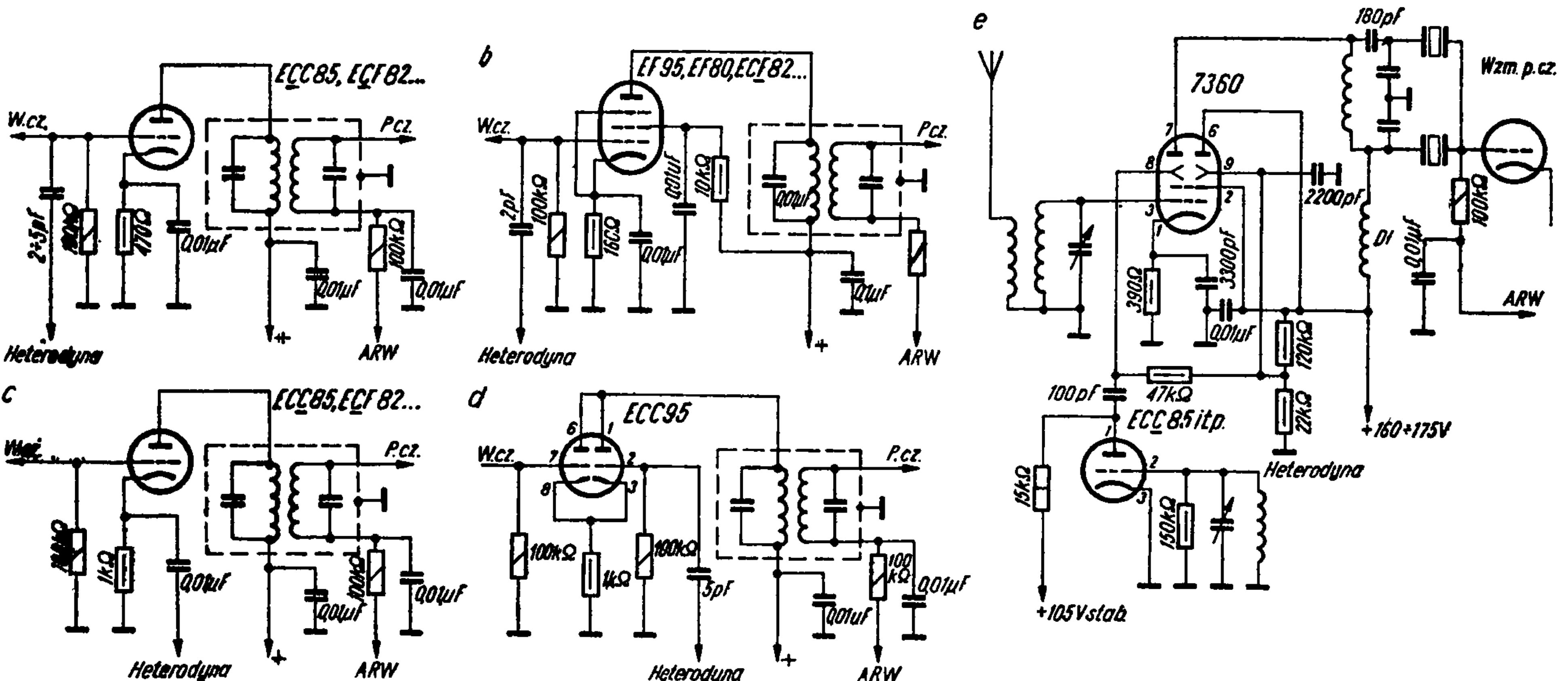
nachyleniu i średnim współczynniku amplifikacji. Stosując triodę o dużym nachyleniu, uzyska się jeszcze większe wzmocnienie, a więc sygnał wyjściowy przy stosunku sygnału do szumu 10 dB może być jeszcze mniejszy, lecz mieszacz staję się bardziej podatny na modulację skrośną.

Najczęściej spotykane układy mieszaczy lampowych stosowanych jako pierwszy mieszacz podano na rys. 1-20. We wszystkich tych układach sprzężenie heterodyny z siatką mieszacza jest słabe, ponieważ nawet przy największych napięciach sygnału stosunek *U* sygnału do *U* heterodyny wynoszący ok. 10 jest w tych warunkach zachowany. Układ z podawaniem napięcia heterodyny na katodę mieszacza stosuje się rzadziej ze względu na trudność uzyskania wymaganego spadku napięcia heterodyny na stosunkowo niewielkiej oporności katodowej mieszacza; przy stosowaniu wtórnika katodowego między heterodyną a mieszaczem warunek ten spełnia się łatwo. Zaletą układu jest bardzo dobra izolacja heterodyny od wejścia. Najdogodniejszy do stosowania jest układ z rys. 1-20d, w którym następuje dodatkowo częściowo wytłumienie sygnałów wejściowego i heterodyny oprócz filtrującego działania obwodu rezonansowego — wadą jest konieczność stosowania dwóch triod.

Najnowocześniejszy ze stosowanych obecnie układów (rys. 1-20e) jest rozpowszechniony w krajach, gdzie produkuje się lampę 7360 lub jej odpowiedniki *). Układ na tej lampie daje bardzo duże wzmocnienie przemiany, ponadto w sygnale wyjściowym znajduje

---

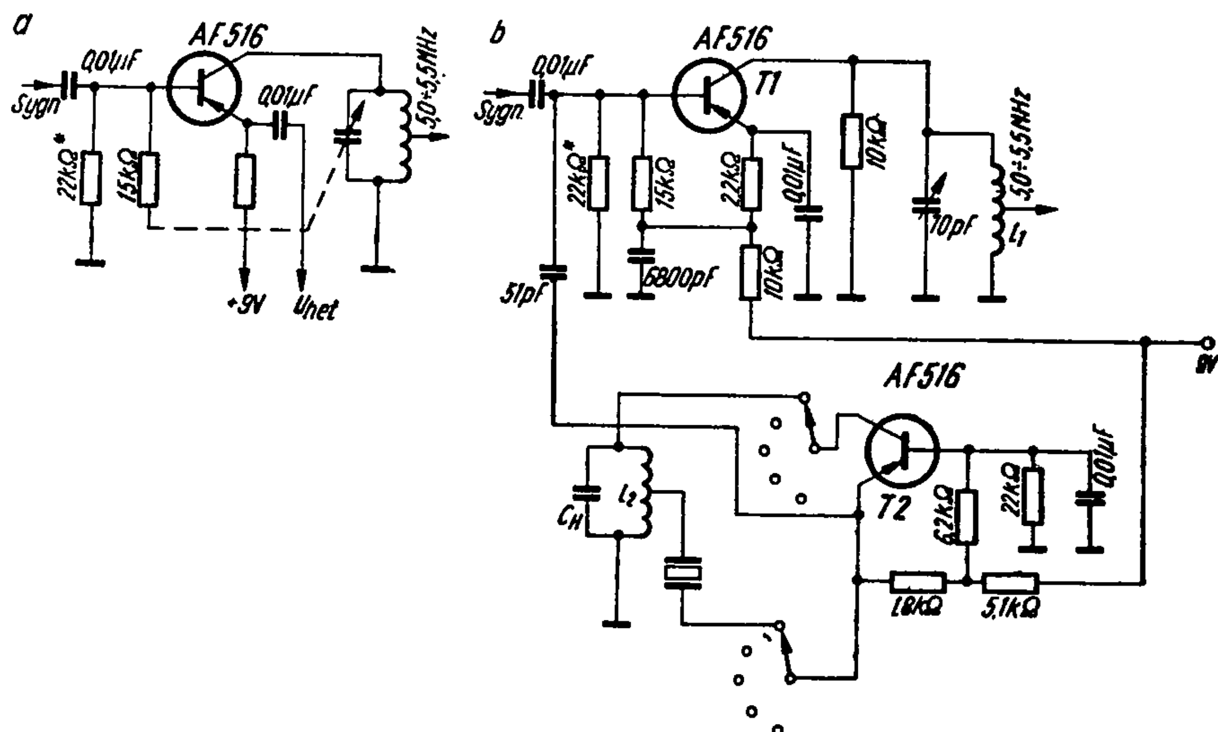
*) Odpowiednik radziecki — 6A3П. Na tej samej zasadzie pracuje też lampa 6JH8, różniąca się cokołowaniem.



Rys. 1-20. Podstawowe układy mieszaczy stosowanych w odbiornikach KF
a — triodowy (sygnał heterodyny podawany na siatkę), b — pentodowy, c — triodowy (sygnał heterodyny podawany na katodę), d — na podwójnej triodzie, e — na lampie z odchylaną wiązką

się bardzo mało niepożądanych produktów mieszania. Dzięki dużemu wzmocnieniu tej lampy, nawet w odbiornikach wysokiej klasy nie stosuje się wzmacniacza w.cz. (np. odbiornik Squires-Sanders SS-1R), co daje im bardzo dobrą odporność na modulację skrośną.

Na rysunku 1-21 przedstawiono najczęściej stosowane układy mieszaczy na tranzystorach. Układ z rys. 1-21a odpowiada lampowemu układowi z rys. 1-20c. Napięcie heterodyny jest tu oczywiście mniejsze, a ze względu na „przezroczystość" tranzystora



Rys. 1-21. Tranzystorowe układy mieszaczy

a — napięcie heterodyny podawane na emiter, b — napięcie heterodyny podawane na bazę z heterodyny na tranzystorze T2

gorsza jest separacja obu sygnałów. Układ z rys. 1-21b zawiera mieszacz na tranzystorze *T1* i heterodynę na tranzystorze *T2*. Mieszacz pracuje w układzie sumacyjnym z podawaniem obu napięć na bazę. Dla wyjściowego zakresu częstotliwości podanego na rysunku cewka L_1 ma 51 zwojów DNE 0,25 na korpusie ϕ 6 mm z rdzeniem, odczep na 15 zwoju od uziemionego końca. Dane cewek L_2 i kondensatorów C_H podano w tabl. 1-8.

Ogólnie można powiedzieć, że optymalne działanie mieszające tranzystora występuje w warunkach pracy tranzystora, odpowiadających warunkom jego pracy jako wzmacniacza.

Tablica 1-8

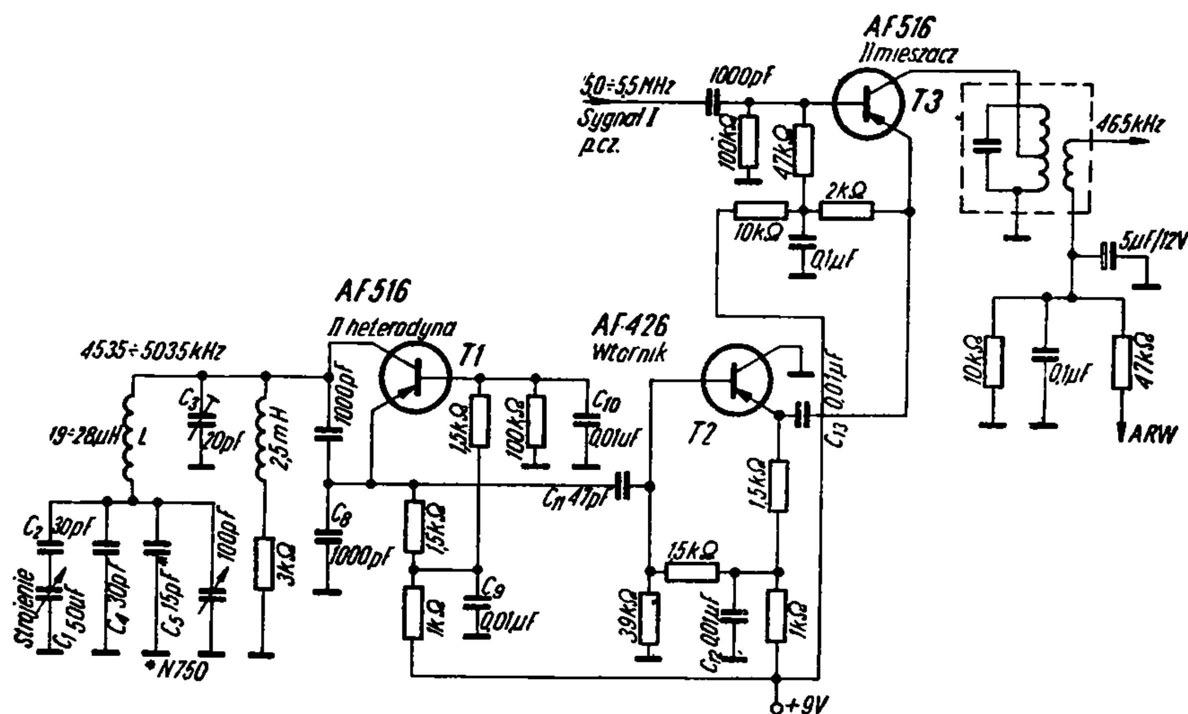
Dane cewek, kwarców i kondensatorów układu z rys. 1—21

	Pasmo	3,5÷4,0	7,0÷7,5	14,0÷14,5	21,0÷21,5	28,0÷28,5	28,5÷29,0	29,0÷29,5	29,5÷30,0
L_H	L, μH	0,7÷1,4	2÷4	0,6÷1,2	0,3÷0,6	0,25÷0,5		0,25÷0,5	
	Zwojów	8	16	8	6	6*)		6*)	
	Odczep (zw)	1	3	1	0,25	0,75		0,75	
	Drut ∅, mm	0,65	0,4	0,4	0,65	0,65		0,65	
X	MHz	9,0	12,5	19,5	26,5	33,5	34,0	34,5	35,0
C_H	pF	300	51	68	62	62		62	

Cewki nawinięte drutem DNE na korpusach o średnicy 10 mm z rdzeniami. Cewki oznaczone *) nawinięte na korpusach ∅ 6 mm z rdzeniami

Stosowane w praktyce układy drugich mieszaczy lampowych niewiele się różnią od konwencjonalnych. Przy dużych amplitudach występujących napięć sygnału szumy tych mieszaczy nie mają szczególnego znaczenia. Pewnego znaczenia nabiera za to separacja sygnałów wejściowych i heterodyny ze względu na stosunkowo niewielką różnicę tych częstotliwości. Druga p.cz. jest dość niska, na ogół ok. 465 kHz, choć bywa i ok. 110 kHz. Przy tak małych różnicach częstotliwości i przy konwencjonalnym wykonaniu heterodyny i mieszacza może występować tendencja do „przeciągania" częstotliwości heterodyny, tzn. tendencja do synchronizacji heterodyny częstotliwością sygnału. W odbiornikach niższej klasy zjawisko to jest słabo zauważalne, lecz w odbiornikach o dokładnie cechowanej skali bywa zauważalne, i to dość silnie. Szczególnie podatne na to zjawisko są układy tranzystorowe, co powoduje konieczność stosowania separujących wtórników emiterowych. Mieszacze lampowe są wykonywane prawie wyłącznie jako dwusiatkowe na heptodach. Heterodyna jest z reguły oddzielna nawet przy stosowaniu lamp przeznaczonych do układów, gdzie część heptodowego układu elektrod służy do generacji napięcia heterodyny. Chętnie stosuje się triody-heptody ECH 81 i odpowiedniki, zawierające dwie oddzielne, dobrze ekranowane od siebie lampy. Praktycznie, nadaje się tu do wykorzystania każdy układ stosowany w lepszej klasy odbiornikach radiofonicznych lub w przeciętnej jakości odbiornikach komunikacyjnych, pod warunkiem użycia stabilnych elementów.

Na rysunku 1-22 przedstawiony jest układ heterodyny (na tranzystorach *T*1 i *T*2), z której napięcie wyjściowe o amplitudzie ok. 0,5 V jest podawane na emiter tranzystora *T*3, pracującego



Rys. 1-22. Drugi mieszacz i druga heterodyna na tranzystorach

jako mieszacz. Przedstawiony na rysunku mieszacz jest bardzo czuły na zmiany napięcia heterodyny — wyższe lub niższe napięcie obniża jego wzmocnienie. Kondensator strojeniowy heterodyny — C_1 — może być sprzężony z kondensatorem strojącym pierwszą p.cz. Jeżeli pierwszą p.cz. wykona się w układzie z filtrem pasmowym lub pojedynczym obwodem zestrojonym na stałe, C_1 może być kondensatorem pojedynczym. Napięcie wyjściowe heterodyny pracującej w układzie Clappa jest podawane na separujący wtórnik emiterowy, wykonany na tranzystorze *T*2, skąd przez kondensator C_{13} jest doprowadzane do emitera tranzystora *T*3 pracującego jako mieszacz. W obwodzie kolektora *T*3 znajduje się typowy filtr p.cz. stosowany w odbiornikach tranzystorowych. Cewka *L* ma np. 56 zwojów DNE 0,4 zwój przy zwoju, na korpusie ϕ 12,5 mm z rdzeniem.

Stabilność heterodyny osiągnięto przez odpowiedni dobór cieplnych współczynników pojemności kondensatorów wchodzących do obwodu rezonansowego heterodyny (C_4, C_5, C_6). Duże znaczenie

ma też stabilność termiczna użytych tranzystorów — znacznie lepsze byłyby tu tranzystory krzemowe, lecz tranzystorów krajowych serii BF 504—506 nie zaleca się stosować. Można jednak stosować BF 510—511 oraz BF 520. Napięcie zasilające powinno być stabilizowane zarówno dla heterodyny, jak i dla mieszacza.

W układach lampowych stosuje się w zasadzie stabilizację stałego napięcia zasilającego heterodynę, czasem nawet stabilizuje się bareterem napięcie żarzenia wszystkich generatorów odbiornika. Ostatnio jednak pojawiły się odbiorniki fabryczne bez stabilizacji napięć zasilających, w których niezależność dostrojenia od zmian napięcia sieci osiągnięto przez szczególnie staranny dobór elementów i układów (przykład — Drake 2B).

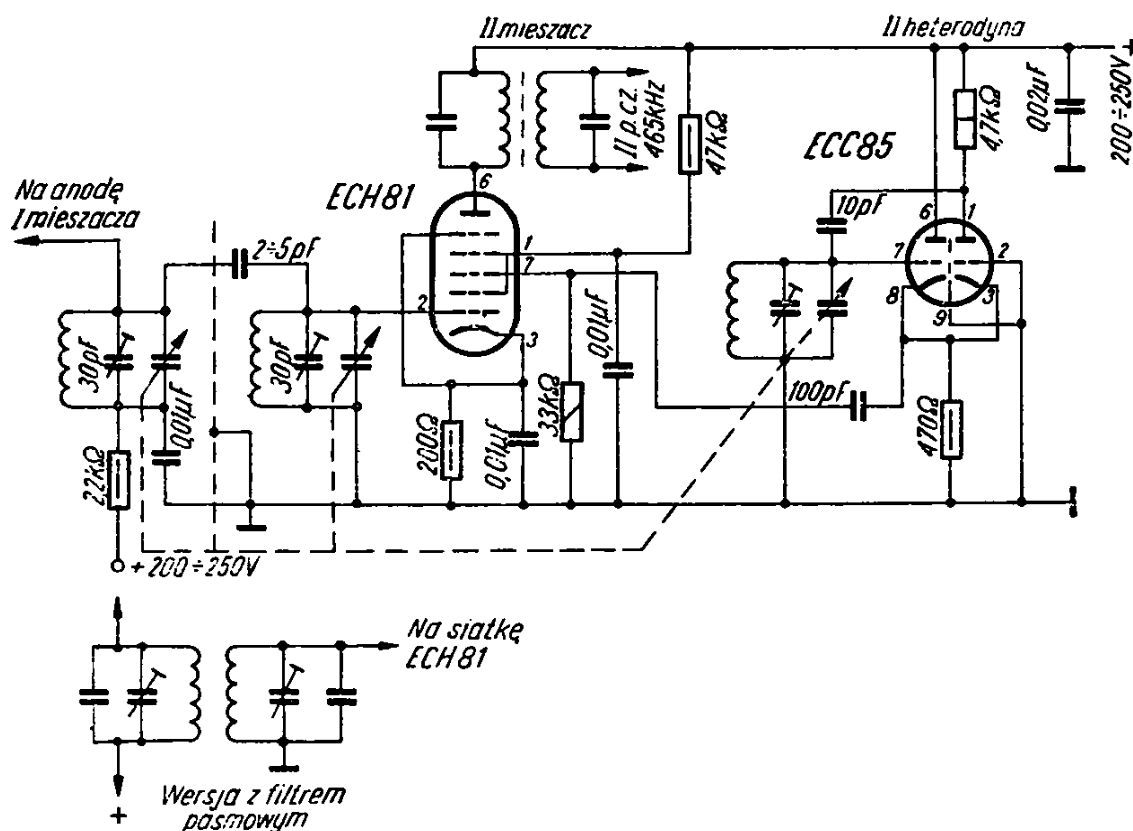
1.3.4. Wzmacniacze pośredniej częstotliwości

1.3.4.1. Zagadnienia ogólne

O ile w odbiornikach starego typu stosowano wzmacniacze pośredniej częstotliwości stałej (niezależnie od liczby częstotliwości pośrednich), o tyle w nowoczesnych układach z podwójną przemianą jedna z częstotliwości pośrednich jest przestrajana wraz z drugą heterodyną. Wygląda to na pierwszy rzut oka na komplikację układu, co jednak w rzeczywistości nie ma miejsca. Ponieważ przy dość dużej p.cz. pasmo przestrajania wynosi tylko 500 kHz, a częstotliwości heterodyny są stosunkowo niewiele mniejsze lub większe od I p.cz., nie ma problemów ze współbieżnością strojenia. Obwody zestraja się po prostu trymerami jednopunktowo, na ogół na środek pasma. Przy przestrajaniu o ±250 kHz od środka pasma na częstotliwości nawet 3 MHz błędy dostrojenia są minimalne, malejąc jeszcze ze wzrostem p.cz.

Dla zabezpieczenia drugiego mieszacza przed sygnałami lustrzanymi, na I p.cz. stosuje się na ogół dwa obwody rezonansowe. Są to przeważnie obwody strojone, co wymaga kondensatora o trzech sekcjach (rys. 1-23), czasem bywa to zestrojony na stałe filtr pasmowy o szerokości pasma 500 kHz. Analogicznego typu filtry są stosowane w technice nadawczej. To ostatnie rozwiązanie wymaga tylko jednej sekcji kondensatora do strojenia całego odbiornika, gdyż obwody wejściowe na ogół stroi się oddzielnie. Ponieważ wzmocnienie przed stopniem określającym selektywność

odbiornika powinno być możliwie małe, nie stosuje się dodatkowego wzmacniacza I p.cz. Dzięki małej szerokości pasma przestrajania wystarczy zastosowanie dwóch obwodów sprzężonych pojemnościowo (jak na rys. 1-23) lub też jednego z licznych rozwiązań filtru pasmowego pokazanego u dołu rysunku. Sposoby wykonywania filtrów pasmowych są podane w (3).

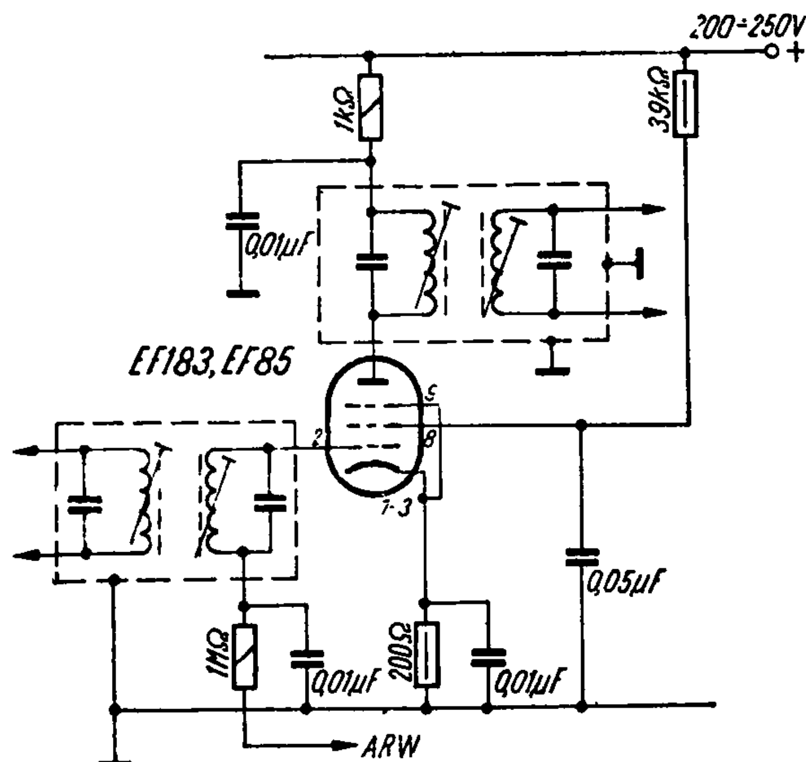


Rys. 1-23. Zespół strojonej I p.cz. i II heterodyny

Praktycznie całe wzmocnienie i selektywność współczesnego odbiornika daje wzmacniacz II p.cz. Wzmocnienie napięciowe pracującego na stałej częstotliwości wzmacniacza II p.cz. wynosi 80÷÷90 dB, a więc jest bardzo duże. Tu już opłaca się „wyciągać" duże wzmocnienie na stopień. Stosując nowoczesne lampy, staranny montaż i ekranowanie, wzmocnienie tego rzędu uzyskuje się w dwóch stopniach.

Klasyczny układ wzmacniacza p.cz., niczym się w zasadzie nie różniący od układu odbiornika radiofonicznego, przedstawiono na rys. 1-24. Stosuje się nawet identyczne transformatory p.cz. i identyczne na ogół lampy o średnim nachyleniu, choć ostatnio coraz szerzej wchodzą w użycie lampy z siatkami napinanymi w rodzaju

EF 183. Ponieważ wzmacniacze p.cz. są zwykle objęte automatyczną regulacją wzmocnienia (ARW), konieczne jest stosowanie pentod-selektod, w rodzaju EF 89, EF 183 czy EF 85.

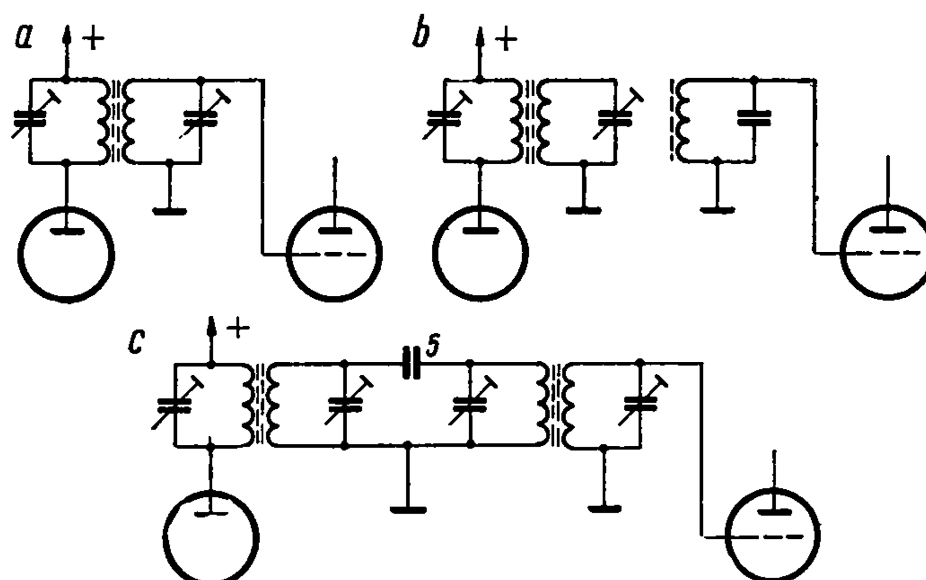


Rys. 1-24. Typowy układ wzmacniacza stałej p.cz.

Wzmocnienie wzmacniacza p.cz. zależy od nachylenia charakterystyki S_a lampy, dobroci Q obwodów, stosunku L/C obwodów oraz ich wzajemnego sprzężenia. Wzmocnienie zwiększa się ze wzrostem S_a, Q i L/C. Przy zbyt dużym stosunku L/C trudno jednak utrzymać stabilność wzmocnienia i dostrojenia, ponadto zaczyna być widoczny wpływ zmian pojemności wejściowej następnej lampy, również objętej działaniem ARW. Należy pamiętać, że pojemności lampy „na gorąco”, tj. w punkcie pracy przy żarzącej się katodzie, są o $1/3$ większe od pojemności „na zimno”, zmieniając się dość znacznie przy zmianie punktu pracy. Przy zbyt dużym wzmocnieniu wzmacniacz ma również tendencje do wpadania w oscylacje w układzie Kühn-Hutha, gdzie sprzężenie obwodów anodowego i siatkowego następuje przez pojemność C_{as} lampy. Szczególnie podatne na takie oscylacje są lampy EF 85, podczas gdy EF 89 są na nie bardzo odporne, umożliwiając uzyska-

nie większego wzmocnienia pomimo mniejszego nachylenia charakterystyki S_a.

Selektywność uzyskiwana przez zastosowanie 2—3 dwuobwodowych filtrów p.cz. 465 kHz nie wystarcza obecnie dla żadnej emisji na pasmach amatorskich, nawet przy obwodach sprzężonych podkrytycznie, gdy selektywność jest największa. Poprawę selektywności uzyskiwano dawniej przez stosowanie większej liczby obwodów o dużej dobroci, sprzężonych podkrytycznie. Zdarzały się odbiorniki o 12 obwodach rezonansowych we wzmacniaczu p.cz. Układy tego typu pokazano na rys. 1-25. Im więcej jednak



Rys. 1-25. Układy obwodów wzmacniacza p.cz.
a — zwykły dwuobwodowy filtr p.cz., b — filtr trójobwodowy, c — filtr czteroobwodowy, utworzony z dwóch sprzężonych pojemnościowo zwykłych filtrów p.cz.

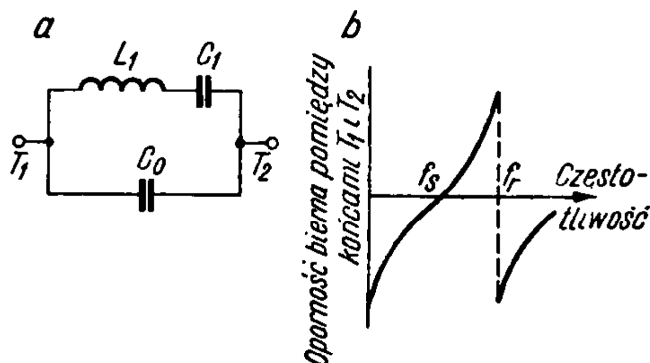
obwodów, tym większa strata napięcia, co wymaga stosowania nawet trzech wzmacniaczy p.cz. Ponadto, przy stosowaniu selektywnych filtrów p.cz., konieczne jest bardzo staranne wykonanie wzmacniacza w celu eliminacji rozproszonych po układzie sprzężeń, pogarszających znacznie selektywność i zmniejszających stabilność.

1.3.4.2. Filtry kwarcowe

Selektywność obwodu rezonansowego jest określona przez jego dobroć Q i częstotliwość rezonansową. Im częstotliwość jest większa, tym selektywność jest gorsza przy tej samej dobroci. Zwięk-

szanie dobroci ponad pewne granice jest nieopłacalne, a nawet niemożliwe. Znaczną poprawę selektywności można uzyskać przez umieszczenie filtru kwarcowego we wzmacniaczu p.cz.

Obwód zastępczy umieszczonej w oprawce płytki kwarcowej przedstawiono na rys. 1-26. Dobroć takiego obwodu wynosi prze-



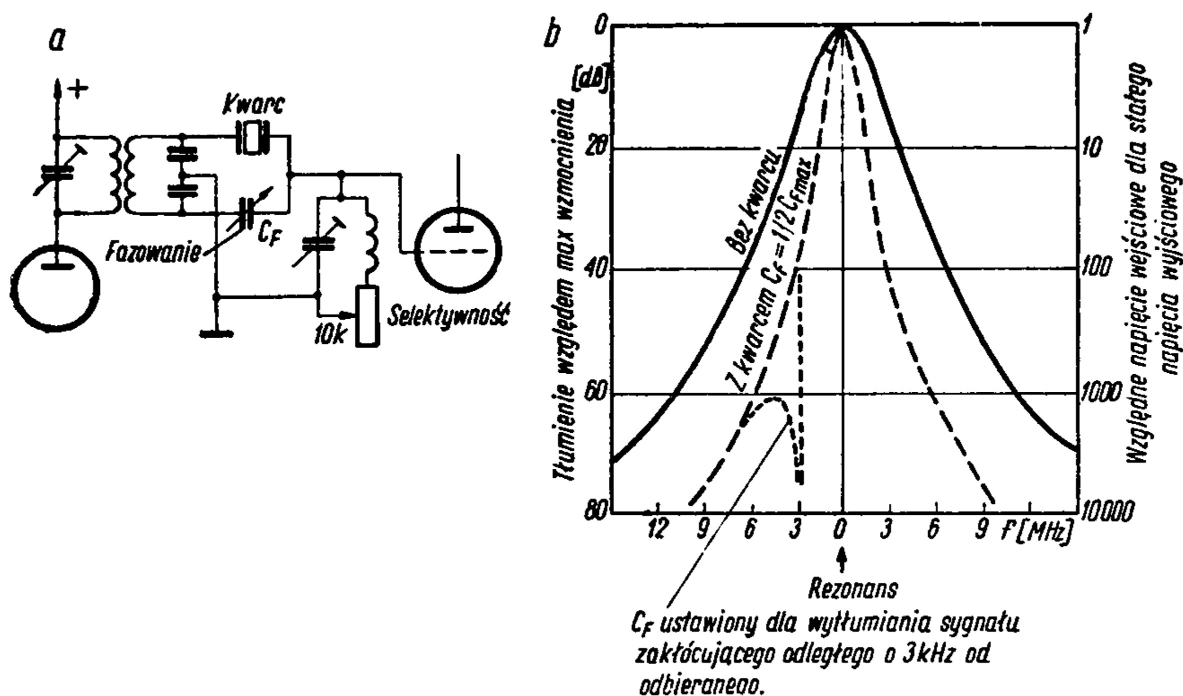
Rys. 1-26. Układ zastępczy kwarcu
a — schemat, b — wykres oporności biernej

ciętnie ok. 30 000, a w specjalnych wykonaniach kwarców osiąga nawet 500 000. C_0 jest pojemnością oprawki i montażu. W kwarcach dla w.cz. $C_0 > C_1$. Z rysunku 1-26b widać, że obwód ma dwa rezonanse, szeregowy i równoległy, położone bardzo blisko siebie z tym, że częstotliwość rezonansu równoległego f_r jest określona częściowo przez pojemność oprawki, montażu i dodatkowe pojemności zewnętrzne. Rezonans równoległy występuje powyżej rezonansu szeregowego tym bliżej niego, im większa jest pojemność C_0.

Impedancja kwarcu na częstotliwości rezonansu szeregowego f_s jest bardzo mała, na f_r — bardzo duża. Na innych częstotliwościach impedancja jest dość duża, malejąc ze wzrostem częstotliwości w wyniku spadku impedancji C_0.

Często spotykany sposób umieszczania kwarcu we wzmacniaczu p.cz. przedstawiono na rys. 1-27a, a wykres pokazujący poprawę selektywności odbiornika w wyniku umieszczenia w nim układu z rys. 1-27 — na rys. 1-27b. Gdy częstotliwość sygnału wejściowego jest równa f_s, kwarc przepuszcza go do obwodu rezonansowego w siatce następnej lampy. Kondensator C_F („fazowanie”) służy do równoważenia pojemności oprawki, a zatem do nastawiania częstotliwości, na której kwarc przedstawia bardzo dużą impedancję. Selektywność filtru z rys. 1-27a jest najwięk-

sza przy maksymalnej oporności potencjometru w obwodzie. Układ wymaga dokładnego ekranowania, ponieważ jakiekolwiek sprzężenie między wejściem a wyjściem filtru może powodować przechodzenie silnych sygnałów poza filtrem.



Rys. 1-27. Filtr kwarcowy o zmiennej selektywności (a) i poprawa selektywności odbiornika w wyniku zastosowania tego filtru (b)

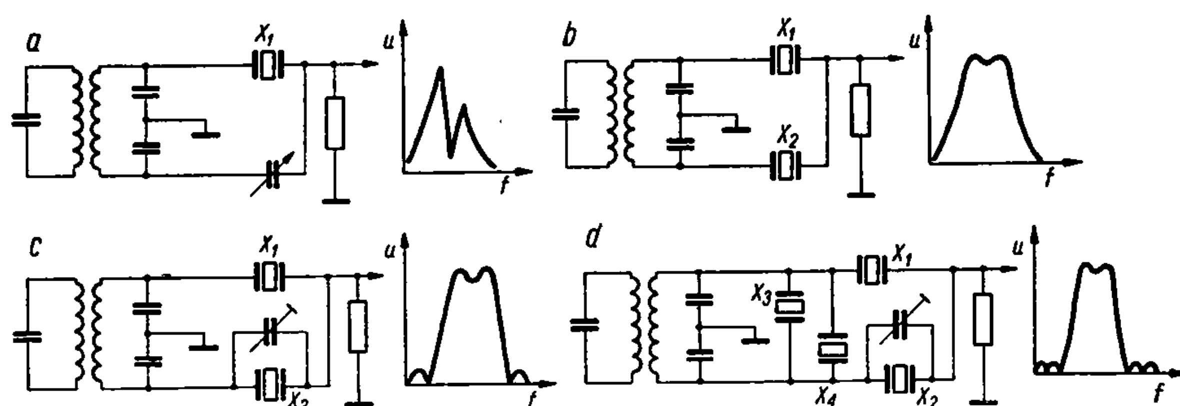
Filtr tego typu przy szczycie krzywej selektywności przenosi pasmo o szerokości rzędu 800÷1000 Hz, a ostre wycięcie przy punkcie tłumienia niepożądanych sygnałów, przesuwane po pasmie przepuszczania zmianą pojemności C_F, jest rzędu 45 dB. Z przedstawionej na rys. 1-27b krzywej wynika, że poprawa stromości boków krzywej nie jest nadzwyczajna.

Selektywność filtru jednokwarcowego zależy od dobroci kwarcu, wielkości p.cz. oraz impedancji obwodów wejściowego i wyjściowego. Im mniejsze są te impedancje, tym większy jest wpływ działania filtru, lecz i wzrost strat na filtrze. Obniżenie impedancji wejściowej w układzie z rys. 1-27a można przeprowadzić przez rozstrojenie wtórnego obwodu transformatora p.cz. Impedancja wyjściowa zależy od nastawienia potencjometru regulacji selektywności; przy minimalnej oporności w obwodzie impedancja jest największa, malejąc ze wzrostem wchodzącej do obwodu oporności, co połączone jest z polepszeniem selektywności.

Wadą filtru jednokwarcowego jest „dzwonienie" występujące przy maksymalnej selektywności i utrudniające odbiór słabych sygnałów telegraficznych, spowodowane przez krótkotrwałe oscylacje obwodu po podaniu na niego sygnału.

Minimalne osiągalne szerokości pasma filtrów jednokwarcowych u szczytu krzywej wynoszą 100÷200 Hz przy p.cz. 465 kHz, co jest wielkością właściwą dla odbioru cw, lecz za małą dla odbioru fonii. Przy odbiorze fonii filtr włącza się na wysoką impedancję, co powoduje poszerzenie pasma.

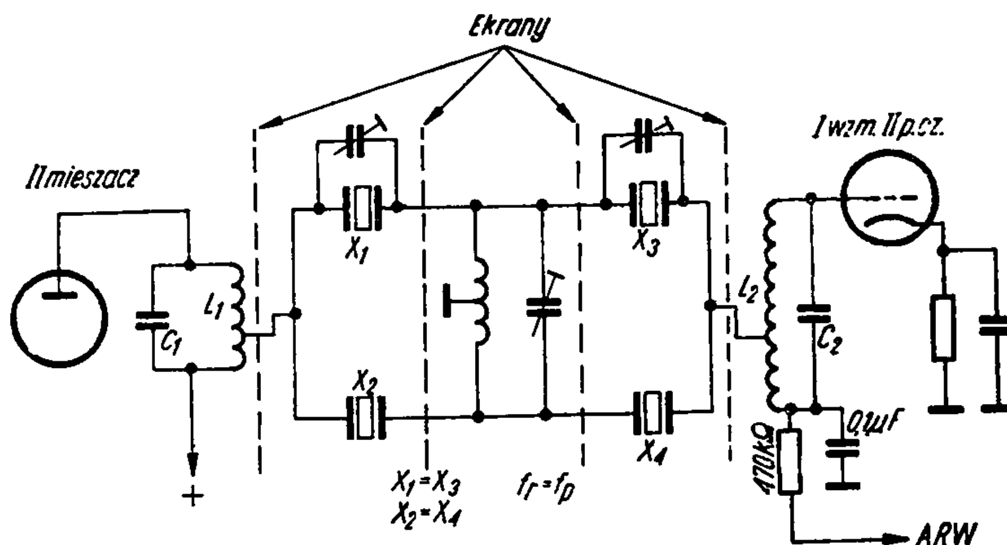
Filtr jednokwarcowy ma krzywą przepuszczania o ostrym wierzchołku, lecz powoli opadających zboczach, a zatem o zbyt dużym współczynniku kształtu. Lepsze wyniki uzyskuje się, stosując pasmowe filtry dwu- i czterokwarcowe. Na rysunku 1-28a przed-



Rys. 1-28. Mostkowe filtry kwarcowe. Dla p.cz.=465 kHz X_1=464,8 kHz, X_2=466,7 kHz, X_3=463,0 kHz, X_4=468,5 kHz

stawiono filtr jednokwarcowy z kondensatorem fazującym oraz charakterystykę takiego filtru. Znaczną poprawę można uzyskać, włączając zamiast kondensatora drugi kwarc, którego f_s różni się od f_s pierwszego kwarcu o żądane pasmo przenoszenia — dla cw o 300÷500 Hz, dla SSB o 2 kHz i dla AM o 3,5 kHz. Dołączając równolegle do kwarcu X_2 kondensator (rys. 1-28c), uzyskuje się znaczne zwiększenie stromości zboczy krzywej, lecz jednocześnie wzrastają listki boczne. Dołączenie dodatkowej pojemności do kwarcu o mniejszej częstotliwości (X_1) powoduje pogłębienie „dołka" w środku pasma przenoszenia i poszerzenie pasma. Znaczną poprawę kształtu uzyskuje się przez dołączenie dodatkowych kwarców, zwierających filtr dla częstotliwości listków bocznych (rys. 1-28d). W układzie z rys. 1-28d stosuje się nawet po 6 kwarców.

W rozwiązaniach praktycznych najczęściej stosuje się kaskadowe łączenie dwóch filtrów dwukwarcowych połączonych ze sobą „tył z tyłem" (back-to-back) jak na rys. 1-29. Jest to zasada tzw.



Rys. 1-29. Czterokwarcowy filtr p.cz. na dużą częstotliwość pośrednią

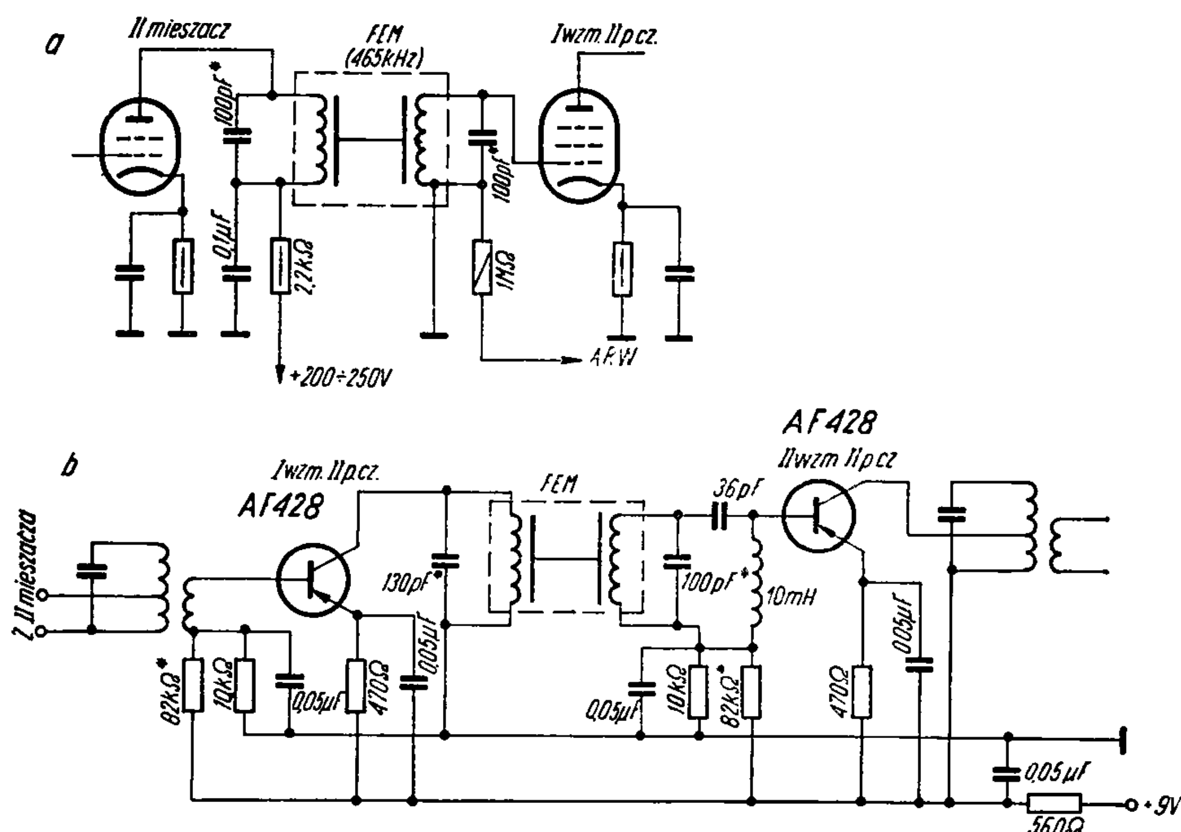
filtru Mc Coya, szeroko stosowanego na wyższych częstotliwościach. Przy różnicy częstotliwości obu par kwarców wynoszącej 1,5 kHz szerokość pasma na poziomie 6 dB wynosi 2,2 kHz, a współczynnik kształtu — 2,3. Filtr tego typu dopasowuje się do obwodów wejściowego L_1C_1 i wyjściowego L_2C_2 niskoomowo. Do dodatkowej symetryzacji filtru służy dławik symetryzujący. Liczba zwojów tego dławika nie jest krytyczna, lecz musi on być nawinięty ściśle symetrycznie, najlepiej bifilarnie. Dla częstotliwości środkowej filtru wynoszącej 9 MHz dławik ten ma ok. 2×50 zw. na ferrytowym rdzeniu pierścieniowym. Jeszcze lepsze wyniki uzyskuje się dołączając równolegle do cewki symetryzującej kondensator i dostrajając następnie powstały w ten sposób obwód do środkowej częstotliwości filtru. Częstotliwości dostrojenia obwodów wejściowego i wyjściowego silnie wpływają na kształt charakterystyki filtru, pozwalając w pewnym stopniu na jej korekcję. Obwody te dostraja się w zasadzie do częstotliwości pośredniej równej częstotliwości środkowej filtru.

Tłumienie sygnału przez jedną sekcję składającą się z dwóch kwarców wynosi ok. 6 dB (filtr Mc Coya — 12 dB), co należy uwzględniać przy konstruowaniu wzmacniacza p.cz.

Jak już wspomniano wcześniej, całą selektywność odbiornika należy koncentrować w jednym stopniu możliwie w pobliżu drugiego mieszacza. Z tego też powodu filtr umieszcza się już w anodzie drugiego mieszacza.

Na uwagę zasługuje sposób wykonania wzmacniacza dużej częstotliwości pośredniej. Nie stosuje się tu filtrów pasmowych, lecz tylko pojedyncze obwody rezonansowe. Przyczyna tego jest prosta — stosowanie filtrów pasmowych *LC* nie daje ani wzrostu selektywności (to robi filtr), ani wzrostu wzmocnienia. Obwód o dobroci $Q=100$ dostrojony do $f=9$ MHz ma szerokość pasma aż 45 kHz *) i byłoby naiwnością oczekiwać zmniejszenia tej wielkości do kilku kHz przez stosowanie filtrów *LC*.

Na niskich częstotliwościach pośrednich, między 100 kHz a 500 kHz, oprócz filtrów kwarcowych stosuje się dość często filtry elektromechaniczne. Zasady pracy tych filtrów są opisane

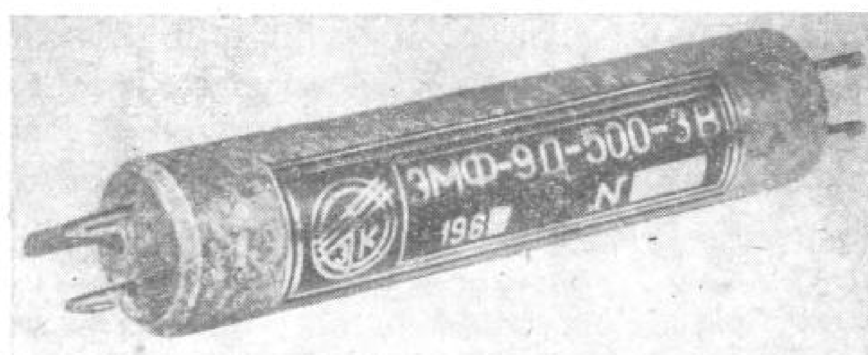


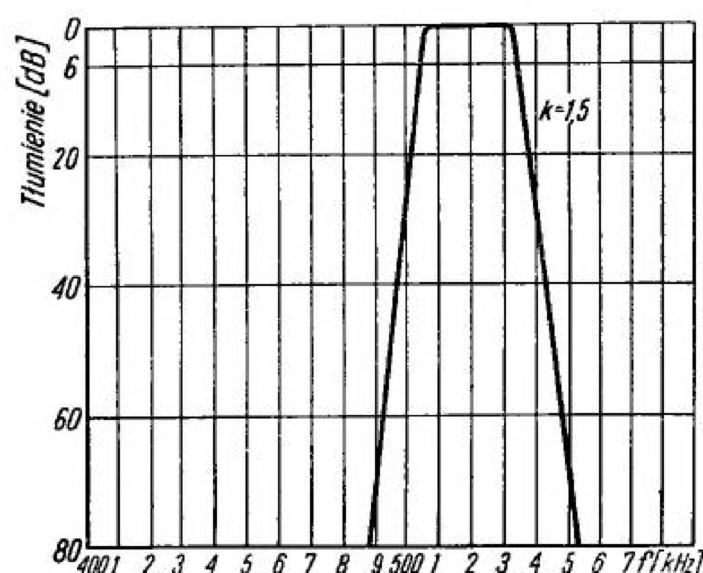
Rys. 1-30. Sposób włączania filtru elektromechanicznego
a — układ lampowy, b — układ tranzystorowy:
* dostraja się do uzyskania rezonansu z cewką przetwornika na f II p.cz.,
** dobierane na optymalne warunki pracy wzmacniacza

*) Szerokość pasma obwodu (—3 dB) $B=\frac{f}{2Q}$

w odpowiedniej literaturze (3). Filtr elektromechaniczny (FEM) włącza się zamiast pierwszego filtru drugiej p.cz., dostrajając go do p.cz. odpowiednimi pojemnościami włączanymi na cewki przetworników jak na rys. 1-30. Zależnie od typu filtru możliwe jest przepuszczanie prądu przez uzwojenie przetwornika lub też zaleca się zasilanie równoległe. Na rysunku 1-30 przedstawiono sposób włączania FEM w układzie lampowym i tranzystorowym. Dla pełnego wykorzystania charakterystyki FEM należy montować go możliwie krótko, starannie ekranować wejścia od wyjścia, uziemiając punkty zerowego potencjału w.cz. na wejściu i wyjściu filtru wraz z ekranem w jednym punkcie. Tłumienie wzmacniacza z FEM poza pasmem nie może być lepsze niż to zapewnia ekranowanie.

Tłumienie sygnału przez filtry elektromechaniczne wynosi 8÷÷12 dB dla przetworników ze stopów niklowych oraz 4÷5 dB





Rys. 1-31. Filtr elektromechaniczny 9-płytkowy
a — wygląd, b — charakterystyka

dla przetworników ferrytowych. Nierównomierność płaskiej części charakterystyki wynosi odpowiednio 3 i 1,5 dB. Współczynnik kształtu charakterystyki filtru 7-płytkowego wynosi ok. 2, a filtru 9-płytkowego — ok. 1,5.

Wygląd filtru elektromechanicznego 9-płytkowego pokazano na rys. 1-31a, jego charakterystykę — na rys. 1-31b.

1.3.4.3. Mnożniki dobroci (Q-x'ery)

W odbiornikach bez filtrów kwarcowych i elektromechanicznych poprawę selektywności uzyskuje się przez stosowanie odtłumiania jednego z obwodów p.cz., co jest równoważne zwiększaniu dobroci tego obwodu. Układy służące do tego celu nazywają się *mnożnikami dobroci* (ang. Q-multipliers) lub w skrócie Q-x'erami. Zasada jest ta sama, na jakiej odtłumia się obwód w odbiorniku reakcyjnym, z tą tylko różnicą, że odbywa się to na p.cz. W skład Q-x'era wchodzi układ lampowy lub tranzystorowy sprzężony ze stopniem wzmacniacza p.cz. położonym możliwie blisko mieszacza, przestrajany w pasmie przepuszczania p.cz. i wyposażony w regulowane dodatnie sprzężenie zwrotne nieco mniejsze od powodującego przejście układu w oscylacje. Układ taki wprowadza do obwodu p.cz. regulowane dodatnie sprzężenie zwrotne, zwiększając jego dobroć.

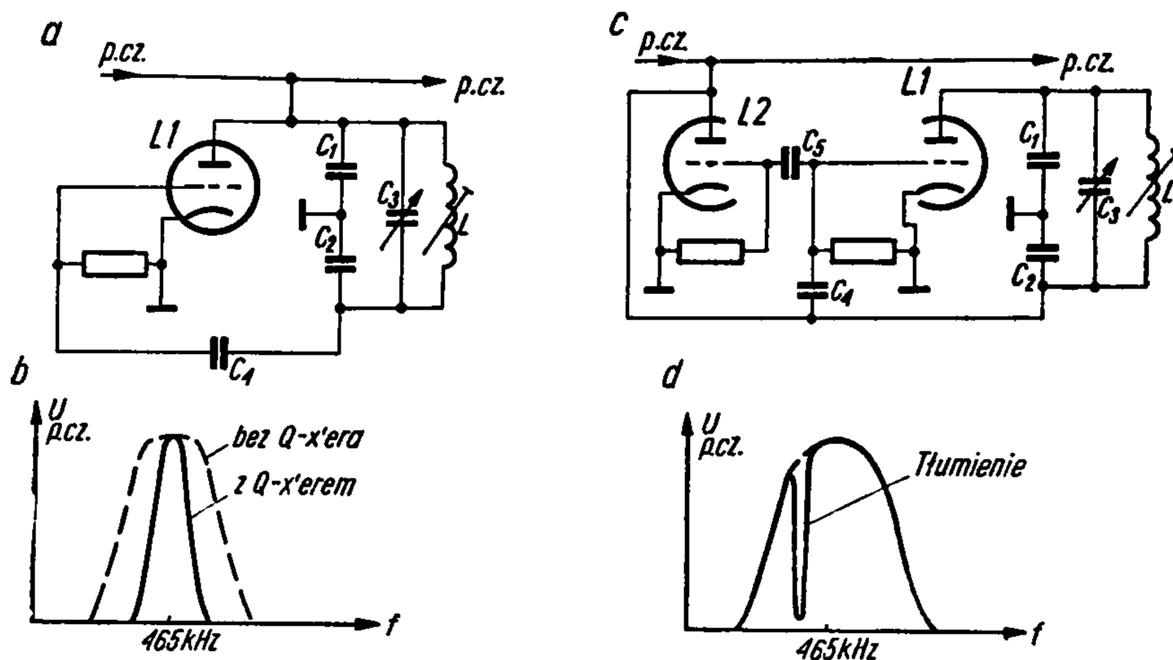
Podstawowy układ Q-x'era pokazano na rys. 1-32a, charakterystyki przenoszenia wzmacniacza p.cz. z Q-x'erem i bez — na rys. 1-32b. Obwód L-C_1-C_2-C_3, dostrojony do p.cz., jest odtłumiany przez układ dodatniego sprzężenia zwrotnego, składający się z kondensatora C_4 i lampy L_1. Zbyt duże sprzężenie zwrotne powoduje przejście układu w oscylacje.

Impedancja obwodu na częstotliwości rezonansowej jest bardzo duża i dołączenie go równolegle do obwodu filtru p.cz. ma niewielki wpływ na ten filtr. Przy odstrojeniu obwodu L-C_1-C_2-C_3 od rezonansu impedancja jego maleje, silnie tłumiąc sygnał p.cz. Kondensator C_3 umożliwia przesuwanie punktu minimum tłumienia po pasmie przepuszczania filtru p.cz.

Q-x'er może też służyć do wytłumiania sygnału przez zastosowanie ujemnego sprzężenia zwrotnego regulującego oporność anodową dodatkowego stopnia wzmacniającego, jak to pokazano na rys. 1-32c. Przy rezonansie silne ujemne sprzężenie zwrotne obni-

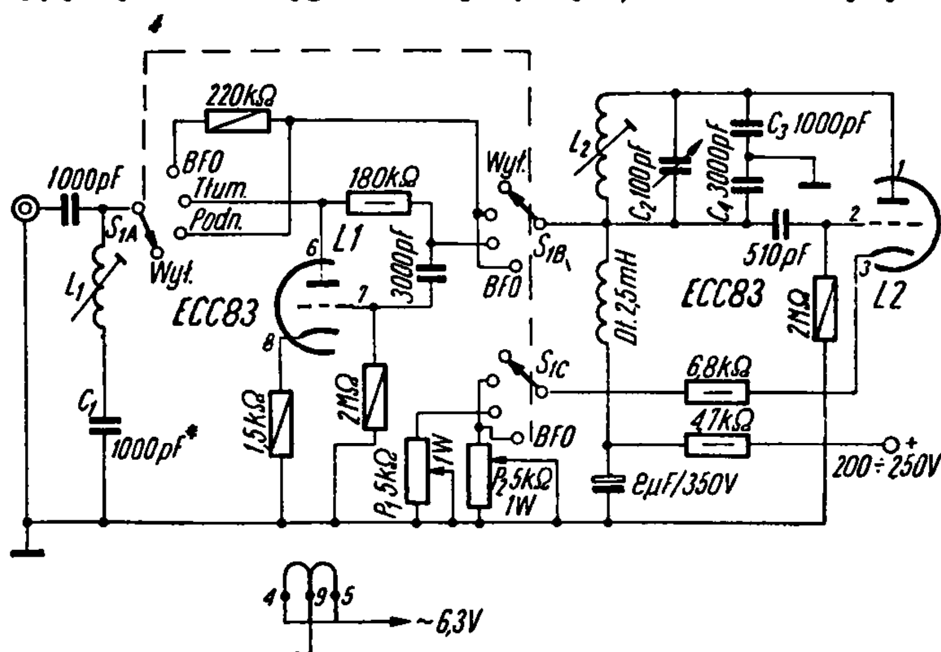
ża oporność anodową lampy *L2*, która tłumi obwód p.cz. Poza rezonansem tłumienie szybko spada. Punkt tłumienia przesuwa się kondensatorem C_3. Charakterystykę przenoszenia takiego układu podano na rys. 1-32d.

Klasyczny przykład uniwersalnego Q-x'era przedstawiono na rys. 1-33. Układ ten stosuje się jako wbudowany w odbiornik lub



Rys. 1-32. Mnożnik dobroci

a — układ podstawowy, b — charakterystyka ukaldu podstawowego, c — układ umożliwiający wytłumienie sygnałów niepożądanych, d — charakterystyki układu c)



Rys. 1-33. Mnożnik dobroci — układ praktyczny

też jako oddzielny zespół, łączony kablem koncentrycznym z odbiornikiem. Układ z rys. 1-33 nadaje się do stosowania przy dowolnych częstotliwościach pośrednich, zależnie od użytych indukcyjności (patrz tabl. 1-9). Cewka L_2 powinna mieć możliwie

Tablica 1-9

Elementy określające częstotliwość pracy mnożnika dobroci z rys. 1—33

p.cz. kHz	L_1 µH	L_2 µH	C pF	C_4 pF
465	1500÷3000	120÷150	1000	3000
735	750÷1000	70÷100	750	2200
915	250÷ 500	60÷ 90	500	1500
1600	50÷ 120	40÷ 60	250	750

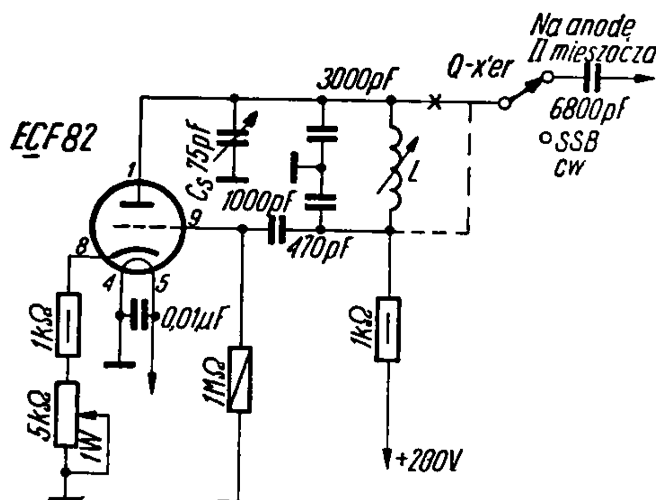
dużą dobroć, wskazane jest więc nawijanie jej na rdzeniu kubkowym. W innym jej wykonaniu cewkę trzeba umieszczać co najmniej 35 mm od najbliższego materiału magnetycznego. Cewka L_1 służy do „wystrojenia” pojemności kabla koncentrycznego, łączącego Q-x'er z odbiornikiem, tzn. powinna ona być w rezonansie z pojemnością kabla na p.cz. Indukcyjność tej cewki zależy więc w znacznym stopniu od użytego kabla. Jeżeli Q-x'er jest wbudowany w odbiornik, nie trzeba stosować cewki L_1 i kondensatora C_1 — wystarczy lekkie przestrojenie obwodu p.cz., do którego jest dołączony Q-x'er, tzn. w praktyce — obwodu pierwszego filtru p.cz. Jeżeli w pierwszym obwodzie p.cz. znajduje się filtr kwarcowy lub elektromechaniczny, Q-x'er dołącza się do drugiego stopnia wzmacniacza p.cz.

Strojenie układu odbywa się w sposób następujący:

Q-x'er dołącza się do odbiornika, włącza się odbiornik, przełącznik S ustawia się na „wyłączone” (WYŁ) i odbiornik dostraja się do stałego sygnału, umieszczając go w środku pasma przepuszczania p.cz. Rdzeń cewki L_1 dostraja się na maksimum siły głosu lub wskazań S-metra. Jeżeli najwyższą siłę głosu otrzymuje się przy rdzeniu cewki dokładnie w jej środku, wtedy albo kabel jest za długi, albo indukcyjność L_1 za mała (należy odpowiednio skorygować). Po dostrojeniu rdzeń cewki unieruchamia się przez zalanie go np. parafiną.

Przełącznik S przestawia się teraz w położenie „PODNOSZENIE", potencjometry P_1 i P_2 regulacji selektywności — na maksymalną oporność w obwodzie, a kondensator C_2 na połowę pojemności. Rdzeń L_2 stroi się na maksimum sygnału stałego odbieranego przez odbiornik, po czym pokręca się powoli potencjometrem P_1, w razie potrzeby podstrajając cewkę L_1. W miarę obracania pokrętła P_1 sygnał powinien wzrastać, a szczyt powinien być coraz ostrzejszy aż do wpadnięcia układu w oscylacje. Podobnie jak w odbiorniku reakcyjnym punkt maksymalnej selektywności leży poniżej punktu wpadania w oscylacje. Jeżeli układ w oscylacje nie wpada, należy nieco zmniejszyć opornik 6,8 kΩ w katodzie prawej triody, z zasady włączany bezpośrednio na podstawce lampy. Zbyt mała jego wartość wskazuje na za małą dobroć cewki L_1. Przy układzie ustawionym na maksymalną selektywność można podnosić poziom dowolnego sygnału w pasmie przepuszczania p.cz.

Regulacja układu w położeniu „TŁUMIENIE" jest dość krytyczna. Odbiornik dostraja się do stałego sygnału, włącza jego generator dudnieniowy (BFO), ustawiając częstotliwość dudnień na ok. 1000 Hz. Kondensator C_2 i potencjometr P_2 ustawia się na przemian do uzyskania najostrzejszego strojenia się punktu tłumienia.



Rys. 1-34. Mnożnik dobroci i BFO na jednej lampie

Prostszy układ Q-x'era, umożliwiający jednocześnie stosowanie go jako generatora dudnieniowego do odbioru telegrafii (BFO — ang. Beat Frequency Oscillator), jest podany na rys. 1-34. Q-x'er

jest wykonany na triodzie o dużym lub średnim S_a, np. trioda lampy ECF 82, ECC 85, ECC 88 itp. W położeniu przełącznika „Q-x'er" układ jest dołączony do anody II mieszacza odbiornika, działając jak normalny mnożnik dobroci. Potencjometr w katodzie lampy służy do regulacji selektywności, kondensator zmienny C_s umożliwia przestrajanie układu w pasmie przepuszczania odbiornika. Dane obwodu rezonansowego zależą od indukcyjności użytej cewki, choć z zasady stosuje się cewki typowych filtrów p.cz. Obwód zestraja się wstępnie przy pomocy GDO *), w razie potrzeby odpowiednio zmieniając oba kondensatory stałe z zachowaniem jednak przybliżonego ich stosunku 3 : 1. W celu użycia układu jako BFO przełącza się przełącznik do pozycji SSB-CW i potencjometrem w katodzie wprowadza się układ w stan generacji. Jeżeli częstotliwość generacji różni się od częstotliwości sygnału w pasmie p.cz., na wyjściu detektora pojawi się sygnał różnicowy. Na ogół w przeciętnym odbiorniku wystarcza sprzężenie ze wzmacniaczem p.cz. przez pojemności rozproszone. Jeżeli sprzężenie jest za małe, do styku przełącznika oznaczonego SSB-CW przylutowuje się kawałek przewodu, który następnie przybliża się do siatki ostatniego wzmacniacza p.cz.

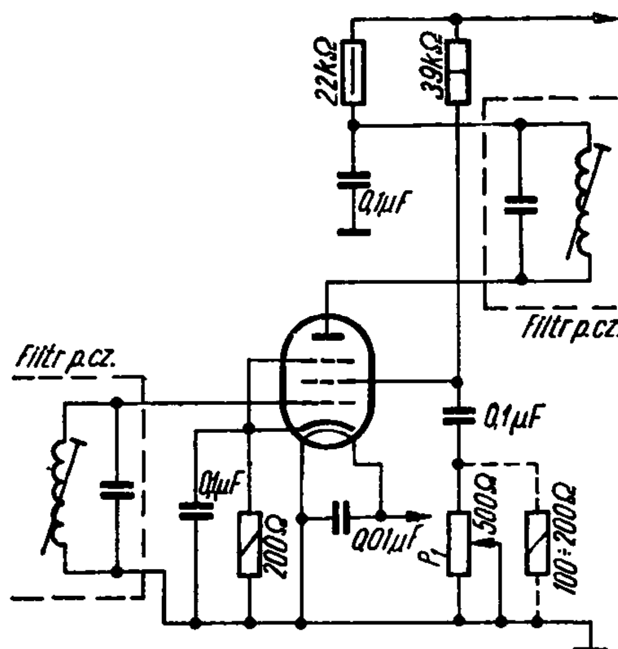
Po dołączeniu opisywanego tu mnożnika dobroci do anody mieszacza filtr p.cz. ulega lekkiemu rozstrojeniu. Korekcję zestrojenia przeprowadza się najlepiej, stosując modulowany generator w.cz. (tzw. signal-generator) włączony na siatkę mieszacza, a dostrojony do p.cz. Na wyjście odbiornika włącza się woltomierz napięcia zmiennego. Strojąc rdzenie filtru, uzyskuje się maksimum wychylenia miernika. Przy pewnej wprawie strojenie można też przeprowadzić „na słuch".

Układ tego typu jest często stosowany w tanich odbiornikach produkcji fabrycznej, np. w odbiorniku Lafayette KT-340.

Równie często w prostszych odbiornikach jest stosowany tzw. „Q-x'er dla ubogich" pokazany na rys. 1-35. Polega on na wprowadzeniu dodatniego sprzężenia zwrotnego do wzmacniacza p.cz. przez zmianę skuteczności blokowania ekranu lampy kondensatorem. Jeżeli uzyskana w układzie regulacja jest zbyt „płaska", równolegle z potencjometrem włącza się opornik, pokazany na rysunku linią przerywaną.

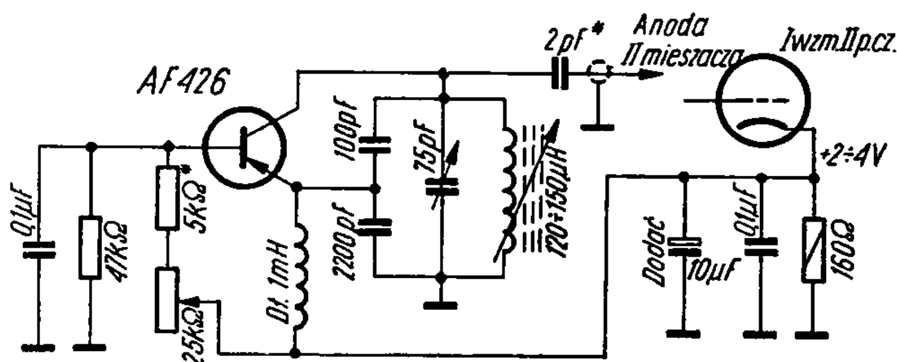
*) grid-dip-metra

Wadą obu wyżej podanych układów jest trudność utrzymania dokładnego dostrojenia we wszystkich położeniach regulatora odtłumienia, stąd też ich stosowanie ogranicza się do prostych odbiorników.



Rys. 1-35. „Q-x'er dla ubogich"

Wadą lampowych układów mnożnika dobroci jest konieczność zapewnienia żarzenią lampy Q-x'era. Tej wady nie mają układy tranzystorowe, montowane na niewielkiej płytce, a zasilane z obwodu katody któregokolwiek ze wzmacniaczy p.cz. lub m.cz. (rys. 1-36). Podane na rysunku dane dotyczą pracy na p.cz. rzędu



Rys. 1-36. Tranzystorowy mnożnik dobroci

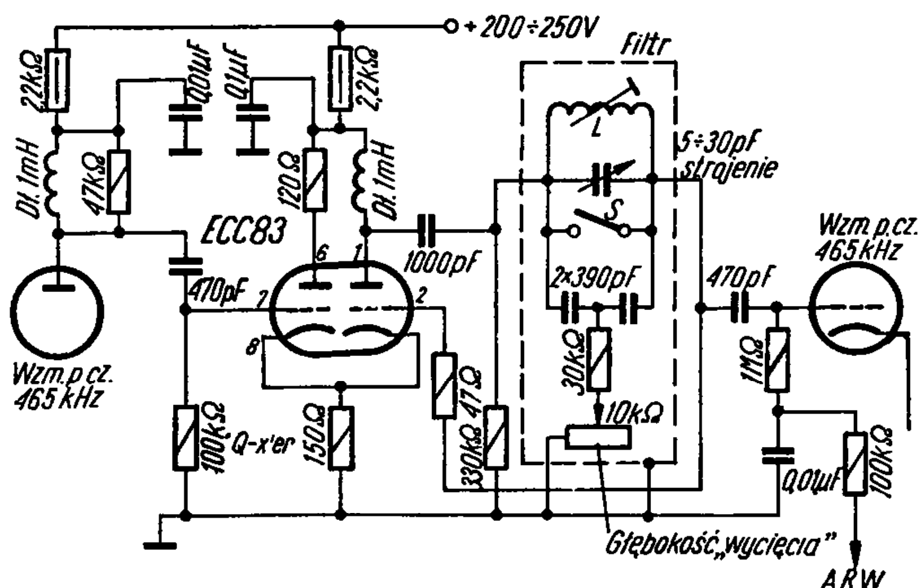
1400 kHz, wychodząc jednak z danych rys. 1-34 można układ wykonać i dla p.cz. 465 kHz. Zamiast zastosowanego tranzystora AF 426 można użyć dowolnego tranzystora w.cz. Użyta cewka powinna mieć możliwie dużą dobroć.

Rys. 1-37. Filtr mostkowy typu T

1.3.4.4. Filtry mostkowe typu „T"

Inny sposób uzyskania eliminacji sygnałów szkodliwych, podobnie jak w Q-x'erze pracującym w układzie wytłumiania, polega na stosowaniu filtrów mostkowych typu T, w literaturze anglosaskiej znanych jako Tee-Notch Filters. Na rysunku 1-37a przedstawiono układ podstawowy takiego filtru, a na rys. 1-37b — jego charakterystykę przenoszenia z głębokim wycięciem na częstotliwości rezonansowej. Maksimum tłumienia (najgłębsze wycięcie) występuje wówczas, gdy $R = 0{,}25\ R_0$, gdzie R_0 jest opornością dynamiczną obwodu przy rezonansie $\left(R_0 = \frac{1}{R_s}\sqrt{\frac{L}{C}}\right)$, a R_s jest opornością strat obwodu. Potencjometr P umożliwia regulację głębokości wycięcia, kondensator zmienny C_1 przesuwa punkt wycięcia po pasmie przenoszenia p.cz. Potencjometr P ustawia się wstępnie na stałe na maksymalne tłumienie sygnałów zakłócających, a jedynym organem regulacyjnym jest C_1.

Pokazany na rys. 1-37 prosty układ filtru mostkowego nadaje się do stosowania przy p.cz. nie przekraczających 120 kHz. Przy wyższych częstotliwościach wycięcie staje się zbyt szerokie i nawet przy zastosowaniu cewek o dużej dobroci trudno je zwęzić do kilkuset Hz, jak to jest normalnie wymagane. Na p.cz. rzędu 465 kHz filtr mostkowy łączy się z mnożnikiem dobroci, jak to pokazano na rys. 1-38. Cewka L jest typową cewką od filtru p.cz. Punkt



Rys. 1-38. Filtr mostkowy połączony z mnożnikiem dobroci

tłumienia przesuwa się po pasmie przepuszczania p.cz. kondensatorem zmiennym równoległym do cewki, głębokość wycięcia reguluje się potencjometrem 10 kΩ. Wyłącznik *S* umożliwia wyłączenie filtru.

1.3.5. Układy detekcji, automatycznej regulacji wzmocnienia, ograniczników zakłóceń oraz generatorów dudnieniowych. Mierniki natężenia pola odbieranego sygnału

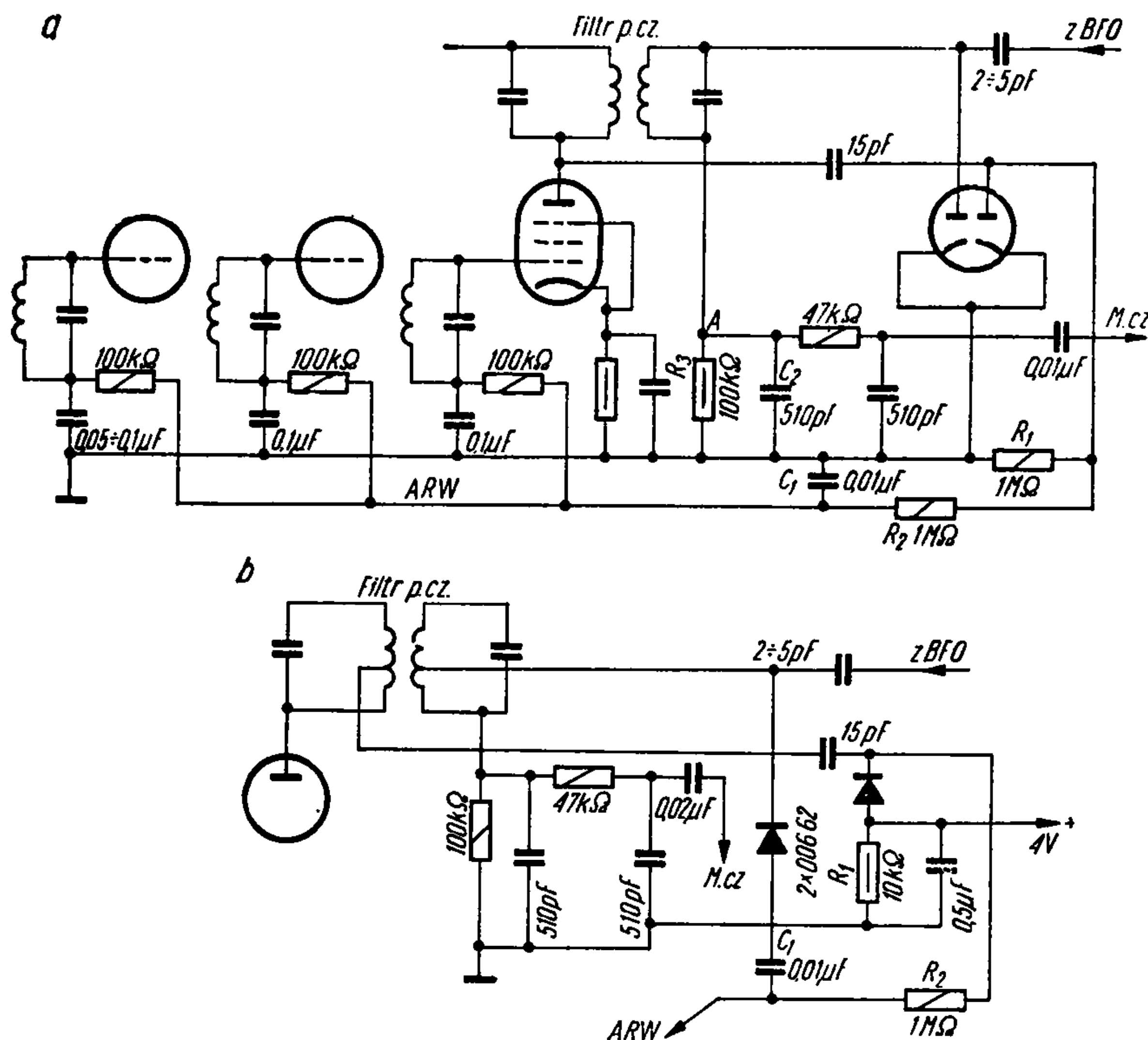
1.3.5.1. Detektory

We współczesnych odbiornikach superheterodynowych stosuje się cztery podstawowe układy detektorów, tzn. układów wydzielających sygnał m.cz. ze zmodulowanego nim sygnału w.cz. Są to:
— detektor diodowy, stosowany w większości odbiorników przynajmniej jako jeden z detektorów lub też jako jedyny,
— detektor iloczynowy (product detector), stosowany do odbioru SSB i cw,
— detektor siatkowy z reakcją,
— detektor katodowy.

D e t e k t o r   d i o d o w y jest stosowany do detekcji AM oraz do uzyskiwania napięcia dla automatycznej regulacji wzmocnienia (ARW). W dawniejszych typach odbiorników był też z dobrymi rezultatami używany do odbioru sygnałów telegraficznych (cw) przy stosowaniu BFO, obecnie jednak wraz z rozwojem techniki SSB, do detekcji sygnałów cw stosuje się detectory używane do detekcji sygnałów SSB. Detektor diodowy umożliwia również odbiór sygnałów SSB, co jednak wymaga dość krytycznego doboru napięć sygnału i BFO. Układy generatorów dudnieniowych (BFO — Beat Frequency Oscillators) będą podane w punkcie 1.3.5.2. Tu wystarczy tylko podać, że są to generatory pracujące na częstotliwościach (różniących się od p.cz. o częstotliwość akustyczną), których sygnał jest podawany na detektor, dając po zmieszaniu na nieliniowej charakterystyce detektora, akustyczny sygnał różnicowy. Na przykład jeżeli przy p.cz.=465 kHz częstotliwość BFO wynosi 466 kHz, to na wyjściu detektora, na który podawany jest sygnał nie modulowany p.cz. z odbiornika i sygnał z BFO, otrzymamy częstotliwości

466 kHz — 465 kHz=1 kHz lub 465 kHz — 464 kHz=1 kHz

Najprostszy układ detektora diodowego przedstawiono na rys. 1-39a. Sygnał p.cz. odbierany z wtórnego obwodu ostatniego filtru p.cz. (dla zmniejszenia tłumienia obwodu często stosuje się włączanie detektora na odczep cewki obwodu) jest prostowany



Rys. 1-39. Detektor diodowy i układ ARW
a — na diodach próżniowych, b — na diodach półprzewodnikowych

przez diodę. Prąd wyprostowany, zawierający składową stałą i składową zmienną o częstotliwości akustycznej, płynie do ziemi przez R_3. Składowa w.cz. jest odfiltrowywana przez C_2. Składowa zmienna akustyczna jest następnie podawana na wzmacniacz m.cz. W wyniku przepływu składowej stałej przez R_3 w punkcie A występuje napięcie ujemne, które po odfiltrowaniu może być podawane na siatki wzmacniaczy p.cz. i w.cz. Napięcie to służy do

automatycznej regulacji wzmocnienia (ARW) odbiornika. Im silniejszy jest sygnał przychodzący na detektor, tym większe jest ujemne napięcie w punkcie *A* podawane następnie na siatki wzmacniaczy p.cz. i w.cz. Napięcia ARW z zasady nie podaje się na mieszacze; a to ze względu na stabilność heterodyny (pod wpływem napięcia ARW zmienia się prąd płynący przez mieszacz, co powoduje zmianę pojemności, na jaką pracuje heterodyna, a zatem zmianę jej częstotliwości). Wadą jednak takiego rozwiązania jest działanie ARW niezależnie od amplitudy przychodzącego sygnału. Słabe sygnały będą więc tłumione w tym samym stopniu co i silne, gdy tymczasem wskazane jest, aby słabe sygnały przychodziły na detektor jak najsilniej wzmocnione, a tylko silne sygnały ulegały tłumieniu. Można to oczywiście robić ręcznie, lecz regulacja automatyczna jest rozwiązaniem lepszym. Do automatycznej regulacji wzmocnienia z opóźnieniem, tzn. od pewnego poziomu napięcia p.cz. na detektorze, służy prawa dioda.

Napięcie sygnału dla ARW jest pobierane z pierwszego obwodu ostatniego filtru p.cz., aby bocznikowanie detektora przez ten układ nie powodowało powstawania zniekształceń sygnału po detekcji. W obwodzie: katoda prawej diody — jej anoda — opornik R_1 — katoda prawej diody — płynie stały prąd, tzw. prąd wybiegu diody (prąd płynący przez diodę przy napięciu na jej anodzie równym zeru, zwykle wynoszący przy zwarciu 300÷600 μA, przy oporności w obwodzie odpowiednio mniejszy). Spadek napięcia na oporniku R_1, wynoszący 3÷5 V, jest przyłożony ujemnym biegunem na anodę, zatykając ją dla sygnałów o amplitudzie niższej od tego napięcia. Dioda zaczyna więc prostować, poczynając od napięć sygnałów rzędu kilku woltów, ujemne napięcie na anodzie wzrasta. Napięcie to podawane przez układ R_2 — C_1 na siatki lamp wzmacniaczy w.cz. i p.cz. powoduje spadek wzmocnienia odbiornika.

Przy stosowaniu diod półprzewodnikowych (rys. 1-39b) układ różni się od pokazanego na rys. 1-39a tym, że napięcia zarówno dla detektora, jak i dla ARW pobiera się z odczepów na cewkach filtru (mniejsza oporność wejściowa detektora, gdyż oporność takiej diody w kierunku zaporowym jest znacznie mniejsza niż w diodzie próżniowej). Nie można też wykorzystywać opóźnienia ARW wynikającego z prądu wybiegu, którego tu nie ma. Na ka-

todę diody ARW podaje się wtedy zatykające diodę stałe napięcie dodatnie, łącząc ją np. z katodą końcowego wzmacniacza m.cz. lub z odczepem na dzielniku napięcia dodatniego. Takie rozwiązanie bywa też stosowane przy użyciu diod lampowych.

BFO jest sprzężone z anodą diody detektora przez małą pojemność. Przy odbiorze telegrafii na diodę są podawane dwa napięcia, których częstotliwości różnią się od siebie o częstotliwość akustyczną. Napięcie z BFO przenosi się jednak i na pierwotny obwód filtru p.cz., skąd jest pobierane przez detektor ARW, dając na jego wyjściu wzrost ujemnego napięcia, a zatem spadek wzmocnienia odbiornika. Z tego też powodu ARW wyłącza się przy odbiorze sygnałów telegraficznych, jak to pokazano na rys. 1-40.

Przy odbiorze sygnału SSB nie zawierającego nośnej, BFO służy do jej odtworzenia. Przy odpowiednim umieszczeniu sygnału BFO względem odebranej wstęgi bocznej uzyskuje się odtworzenie informacji zawartej w sygnale. Zagadnienie to będzie omówione dokładniej w punkcie 1.3.5.2. Tu jednak, w odróżnieniu od cw, zastosowanie ARW jest bardzo wskazane. Ponieważ amplituda odbieranego sygnału w.cz. wzrasta i maleje wraz ze zmianami częstotliwości akustycznej, aby więc zapobiec wyciszaniu tylko dalszych części słowa, układ ARW musi reagować na sygnał praktycznie natychmiast. W układzie z rys. 1-39 nie jest to możliwe, gdyż stała czasu ładowania obwodu ARW równa R_1C_1 jest rzędu 0,1 s, a stała czasu rozładowania, równa $(R_1+R_2)C_1$, jest rzędu 0,25 s i to pod warunkiem, że pojemność kondensatorów blokujących obwody siatkowe nie przekracza 0,1 μF.

Stała czasowa rozładowania obwodu ARW przy odbiorze SSB powinna być tak duża, aby ARW nie uczulała odbiornika w przerwach między słowami, a wskaźnik siły odbieranego sygnału (S-meter) dawał stałe wskazania. Te dwa zdawałoby się przeciwstawne wymagania spełnia się w prosty sposób: 1) przez stosowanie małych oporności podających sygnał ARW na siatki i małych pojemności blokujących, dzięki czemu stała czasowa obwodu podającego sygnał ARW jest mała — rzędu 5 ms, 2) przez jednoczesne zasilanie tego obwodu przez bramkę tak, aby napięcie w obwodzie ARW zwierało się do masy przez określoną, dużą oporność.

Układ ARW tego typu jest przedstawiony na rys. 1-40. Wypro-

stowany przez lewą diodę sygnał daje ujemny spadek napięcia na oporniku R_1. Składowa w.cz. jest wyeliminowana przez filtr składający się z dwóch kondensatorów po 510 pF i opornika 22 kΩ

Rys. 1-40. Układ ARW odbiornika SSB

tak, że na katodę prawej diody jest podawana tylko składowa m.cz. Ponieważ anoda tej diody jest początkowo na potencjale zerowym, dioda przewodzi przy każdym ujemnym półokresie m.cz., ładując kondensator C_1 przez opornik filtrujący 10 kΩ aż do osiągnięcia przez potencjały na C_1 i na anodzie diody jednakowej wartości, równej amplitudzie sygnału m.cz. Od tej chwili przez diodę płyną tylko krótkie impulsy uzupełniające ubytek napięcia na C_1. W czasie przerwy w nadawaniu korespondenta napięcie sterujące na katodzie diody jest równe zeru, lecz dioda jest zatkana przez występujące na jej anodzie napięcie ARW; kondensator C_1 rozładowuje się w obwodzie: przełącznik S_{1A}, S_{1B}, opornik R_2 lub R_3, potencjometr i oporność do masy. Stała czasowa rozładowania zależy tylko od R_2C_1 lub R_3C_1. W praktyce stwierdzono, że przy normalnych warunkach odbioru SSB i AM optymalna wartość stosunku małej do dużej szybkości działania ARW wynosi 10 : 1.

Przy odbiorze sygnałów cw odbierana nośna powoduje powsta-

nie impulsowego ujemnego napięcia na oporniku R_1, które kluczuje prawą diodę. Działanie układu jest identyczne jak opisano uprzednio.

Potencjometr P służy do ręcznej regulacji wzmocnienia toru w.cz. i ew. p.cz. Przy maksymalnym wzmocnieniu suwak potencjometru jest włączony na opornik 200 Ω, na którym występuje niewielki spadek napięcia ujemnego, służący do lekkiego zatykania diody. Bez tego napięcia, również i bez sygnału istniałoby małe napięcie ARW, powstające w wyniku przepływu prądu wybiegu diody przez oporniki R_2 lub R_3. Zdejmowane z potencjometru napięcie ujemne jest jednocześnie napięciem opóźnienia ARW. Ustawiając je nieco niżej niż szczytowe napięcie sygnału na katodzie diody, uzyskuje się działanie ARW poczynając od pewnego „progu", a zatem redukcję szumów przy zachowaniu kontroli nad odbieranym sygnałem i właściwych wskazaniach S-metra.

Ujemne napięcie dla zasilania potencjometru P uzyskuje się przeważnie z opornika umieszczonego w obwodzie ogólnego minusa, podobnie jak w odbiornikach radiofonicznych, rzadziej — z oddzielnego zasilacza.

Przy stosowaniu układu ARW z rys. 1-40 należy używać do detekcji oddzielnego detektora diodowego lub innego, gdyż napięcie m.cz. na oporniku R_1 jest silnie zniekształcane. W praktyce stopień wzmocnienia p.cz. z rys. 1-40 jest stopniem dodatkowym, pobierającym napięcie p.cz. z ostatniego filtru p.cz. sterującego detektor. Takie rozwiązanie oddziela układ ARW od detektora dając jednocześnie, dzięki dodatkowemu wzmocnieniu p.cz., napięcie ARW $-20 \div 50$ V, niezbędne dla właściwej, „głębokiej" regulacji. Jeżeli ekrany lamp są zasilane przez oporniki szeregowe, napięcie ARW musi być wyższe niż przy zasilaniu ich z dzielników.

Układ z rys. 1-39 łączy się zwykle ze wstępnym wzmacniaczem m.cz., używając do tego celu lamp wielokrotnych, np. EABC 80 lub EBF 89.

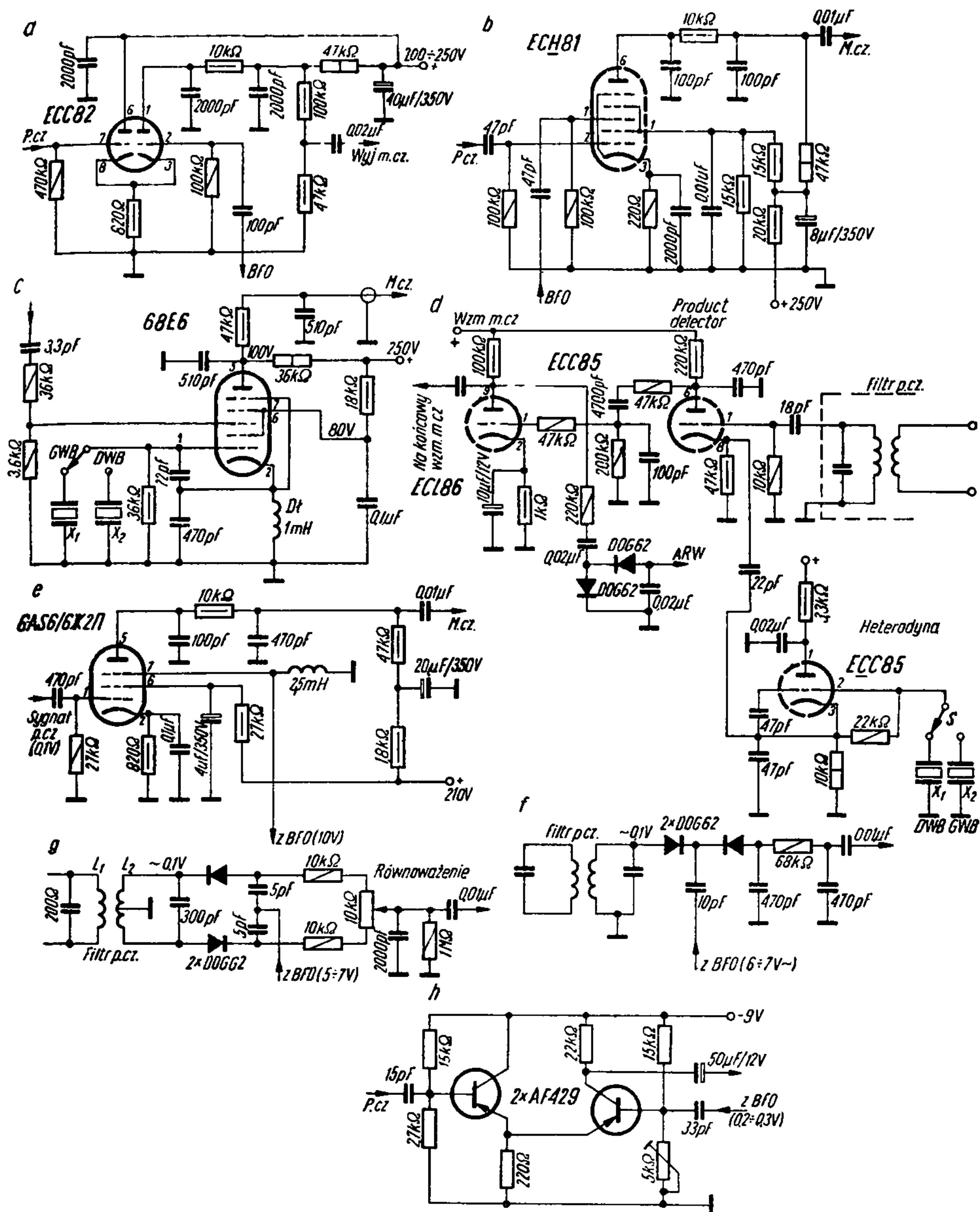
Odbiór SSB na odbiorniku wyposażonym w detektor diodowy i BFO jest możliwy, lecz kłopotliwy. Przy odbiorze cw stosuje się małą amplitudę sygnału BFO, gdyż zbyt duża jego amplituda powoduje powstawanie wysokiego poziomu szumów odbiornika. Tymczasem przy odbiorze sygnałów SSB na detektor diodowy ko-

nieczny jest bardzo duży stosunek napięcia BFO do napięcia sygnału, w przeciwnym bowiem razie występują silne zniekształcenia, podobne do efektu bardzo silnego przemodulowania. Wymagane napięcie z BFO przy normalnie spotykanych poziomach sygnału wynosi dla detektora diodowego aż 50 V. Jedynym praktycznym wyjściem jest znaczne zmniejszenie wzmocnienia w.cz. i p.cz., a zatem i sygnału SSB na wejściu detektora, z jednoczesnym zwiększeniem wzmocnienia m.cz. Ustawienie amplitud jest bardzo krytyczne. Częstotliwość BFO ustawia się w takim miejscu względem sygnału SSB (wstęgi bocznej), w jakim znajdowałaby się wytłumiona nośna. Zależy to od kilku czynników, o czym będzie mowa dalej.

Detektory iloczynowe (ang. product detector) są stosowane obecnie szeroko do odbioru zarówno SSB, jak i CW. Detektor tego typu miesza sygnał SSB z otrzymywaną z BFO nośną w sposób analogiczny jak to czyni heterodyna w innym zakresie częstotliwości. Do lampy mieszającej doprowadza się jedną stałą częstotliwość z BFO ustawioną w punkcie, gdzie miała się znajdować nośna; częstotliwości sygnału zmieniają się zależnie od wysokości tonu. Częstotliwości różnicowe składają się razem na sygnał akustyczny, który po odfiltrowaniu składowych w.cz. jest podawany na wzmacniacz m.cz.

Istnieje wiele układów detektorów iloczynowych, z których tylko kilka przyjęło się w powszechnym zastosowaniu. Przedstawiono je na rys. 1-41.

Układ z rys. 1-41 był pierwszym układem detektora iloczynowego, który uzyskał szeroką popularność dzięki swej prostocie a jednocześnie dobrym właściwościom użytkowym. Układ daje 4-krotne wzmocnienie przy niewielkiej zawartości zniekształceń — poziom produktów mieszania drugiego rzędu wynosi —43 dB, a trzeciego rzędu —47 dB. Układ z rys. 1-41b już na pierwszy rzut oka przypomina zwykły mieszacz na tej samej lampie z tą tylko różnicą, że w obwodzie anodowym nie ma obwodu rezonansowego. Układ z rys. 1-41c, stosowany w odbiorniku Heathkit HR-20, przypomina mieszacz ze wzbudzeniem własnym z tą różnicą, że heterodyna jest kwarcowa, a kwarc przełącza się zależnie od odbieranej wstęgi bocznej. W transceiverze Heathkit HW-22 jest stosowany detektor na jednej triodzie, w którym sygnał BFO



Rys. 1-41. Powszechnie stosowane układy detektorów iloczynowych
a — na podwójnej triodzie, b — na heptodzie, c — na heptodzie z własnym wzbudzeniem, d — na jednej triodzie, e — na pentodzie, f — detektor dwudiodowy, g — inna wersja układu dwudiodowego, h — na dwóch tranzystorach

jest doprowadzany na katodę, jak to pokazano na rys. 1-41d. W tym ostatnim układzie napięcie ARW uzyskuje się nie z sygnału p.cz., lecz z m.cz. po wyprostowaniu i podwojeniu (tzw. audio derived AGC — ARW otrzymywana z m.cz.).

Coraz szerszą popularność zdobywa też detektor iloczynowy na pentodzie, pokazany na rys. 1-41e. Układ ten przy 5-krotnym wzmocnieniu sygnału daje zawartość produktów mieszania drugiego rzędu —50 dB, a trzeciego —45 dB. Szczególną jednak prostotą przy doskonałych własnościach charakteryzuje się układ z rys. 1-41f, w którym napięcie BFO przełącza kolejno diody detektora ze stanu zatkania do stanu przewodzenia. Stosowane diody są dowolnymi diodami germanowymi lub krzemowymi małej mocy o możliwie małej oporności w kierunku przewodzenia. Układ ten jest już szeroko stosowany także w urządzeniach produkcji fabrycznej.

Układ z rys. 1-41g nie daje detekcji sygnałów AM, zmniejszając poziom zakłóceń na wyjściu odbiornika przy jednoczesnym odbiorze SSB i AM. Cewka L_1 jest cewką filtru p.cz., cewka L_2 jest cewką przewiniętą bifilarnie dla zachowania pełnej symetrii układu. Przewijając cewkę filtru, liczbę jej zwojów zmniejsza się o 25—30%. Potencjometr służy do równoważenia detektora, co poznaje się po minimalnej sile słyszanego sygnału przy wyłączonym BFO. Włączenie BFO powoduje wzrost siły sygnału.

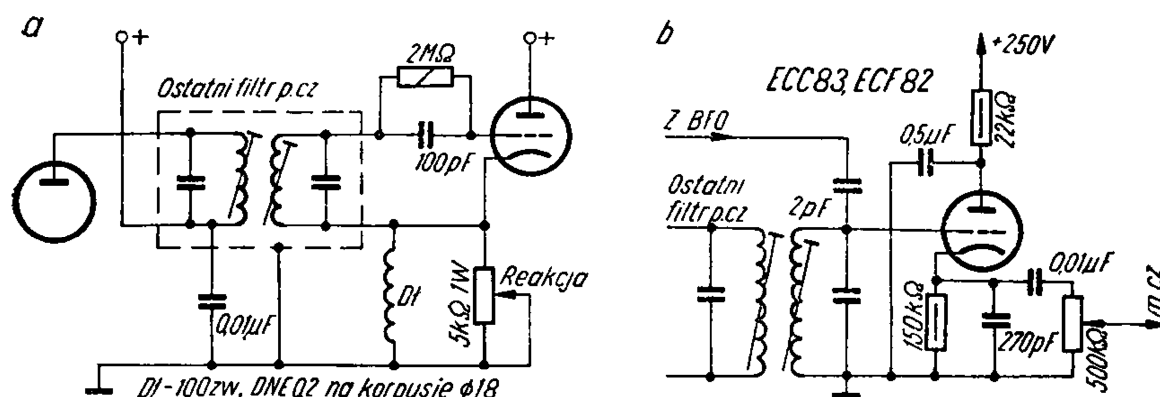
Układ z rys. 1-41h, który jest tranzystorową wersją układu z rys. 1-41a, dzięki swej prostocie nadaje się szczególnie do wbudowywania w istniejące już odbiorniki bez detektora iloczynowego. Działa nawet w odbiorniku radiofonicznym wyposażonym w dodatkowe BFO! Sygnał p.cz. podaje się tu na bazę lewego tranzystora przez małą pojemność, która przy swej dużej reaktancji na p.cz. 465 kHz równej ok. 20 kΩ, tworzy dzielnik napięcia z opornością wejściową lewego tranzystora; dzięki temu tranzystor dostaje bardzo małe napięcie p.cz., gwarantując uzyskanie dobrej liniowości. Typy użytych tranzystorów nie są krytyczne, dobrze pracują wszystkie tranzystory w.cz.

Z zasady pracy detektora iloczynowego wynika, że jego działanie przy odbiorze sygnału cw jest takie samo jak i przy odbiorze SSB z tym, że sygnał wyjściowy ma stałą częstotliwość, a jego zniekształcenia są znacznie mniejsze niż w detektorze diodowym.

Dość często spotyka się w literaturze stwierdzenie, że detektor iloczynowy nie nadaje się do odbioru AM. Łatwo sprawdzić w praktyce, że prawdzie ono nie odpowiada — tyle, że częstotliwość BFO należy zdudniać na zero z przychodzącą nośną, co wymaga przestrajanego BFO. Odbiornik musi mieć dobry filtr, całkowicie odcinający drugą wstęgę boczną sygnału AM już w torze p.cz.

Przy samodzielnej budowie detektorów iloczynowych należy pamiętać o jednej, podstawowej zasadzie: sygnał p.cz. powinien być możliwie mały, sygnał BFO — duży. Ich stosunek powinien wynosić 1 : 6 minimum, a 1 : 20÷1 : 30 maksimum. Wymagane wzmocnienie następującego po detektorze wzmacniacza m.cz. powinno być przynajmniej dwukrotnie większe niż wzmacniacza następującego po detektorze diodowym. Właściwie wykonany detektor przy wyłączonym BFO nie powinien dawać na wyjściu żadnego sygnału (w praktyce tłumi on wtedy doprowadzony sygnał p.cz. 40÷50 dB, a więc bardzo silnie).

D e t e k t o r   s i a t k o w y   z   r e a k c j ą jest używany w prostych odbiornikach, przeznaczonych zasadniczo do odbioru cw. Jego zaletą jest duże wzmocnienie i polepszanie dodatkowo selektywności odbiornika. Główną wadą jest trudność stosowania go w odbiornikach z ARW (potrzebny dodatkowy wzmacniacz p.cz. dla ARW), ponadto wymaganie bardzo dokładnej regulacji. Przykład takiego detektora przedstawiono na rys. 1-42a.



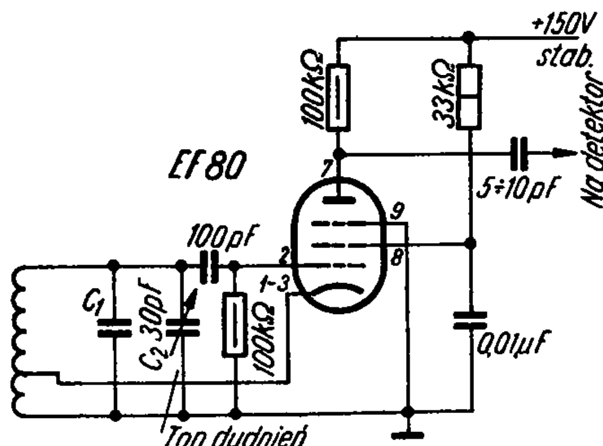
Rys. 1-42. Detektory o rzadziej spotykanym układzie
a — siatkowy z reakcją, b — katodowy

D e t e k t o r   k a t o d o w y (rys. 1-42b) charakteryzuje się bardzo małymi zniekształceniami, gdyż dla m.cz. istnieje w nim bar-

dzo silne prądowe ujemne sprzężenie zwrotne. Ponieważ napięcie na siatce lampy detekcyjnej jest zawsze ujemne, układ nie obciąża transformatora p.cz., na którym dzięki temu występuje wyższe napięcie niż przy stosowaniu detektora diodowego. Przy odbiorze cw lub SSB sygnał z BFO podaje się przez małą pojemność na siatkę lampy, którą może tu być dowolna trioda. Stosowanie ARW bez dodatkowego wzmacniacza p.cz. dla ARW również nie jest tu możliwe.

1.3.5.2. Generatory dudnieniowe (BFO)

Generator dudnieniowy (ang. Beat Frequency Oscillator — BFO), zwany dawniej — w erze odbiorników z pojedynczą przemianą — drugą heterodyną, służy do uzyskania informacji akustycznej z sygnałów, które jej nie zawierają lub też zawierają ją w formie niezrozumiałej po zwykłej detekcji. Dotyczy to sygnałów cw i SSB. Ciągły sygnał z BFO jest podawany na detektor jednocześnie z sygnałem odbieranym. BFO ma duży wpływ na ogólne własności odbiornika. Już poprzednio wspomniano o znaczeniu właściwego stosunku amplitud sygnału i napięcia z BFO, którego niewłaściwe dobranie potrafi uczynić odbiór niezrozumiałym lub zniekształconym. Równie zasadnicze znaczenie ma częstotliwość BFO oraz jej stabilność.



Rys. 1-43. Układ przestrajanego BFO

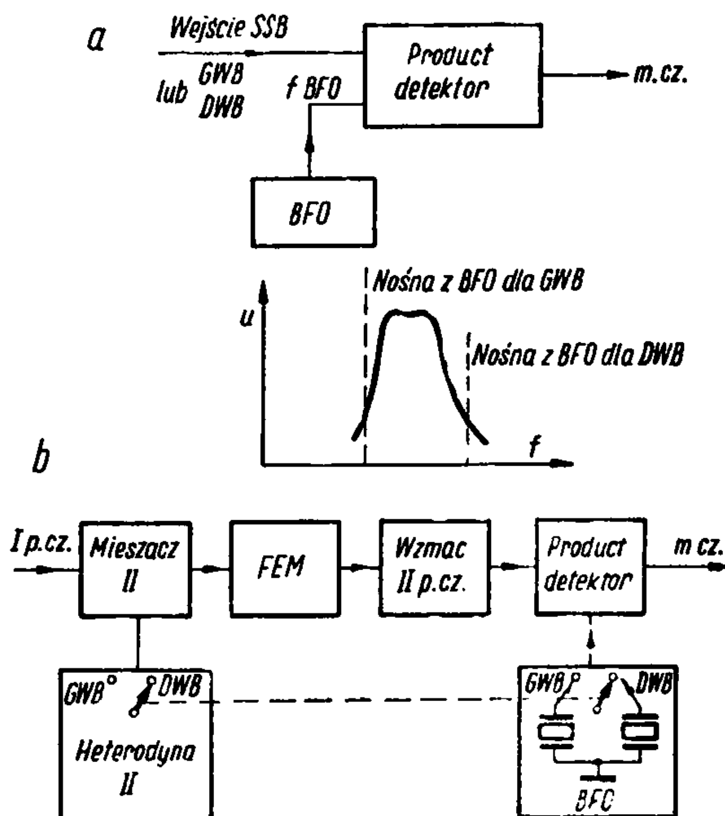
Klasyczny układ przestrajanego BFO przedstawiono na rys. 1-43. Generator pracuje tu w układzie Hartleya na częstotliwościach bliskich p.cz. Kondensator zmienny C_2 służy do przestrajania BFO w granicach kilku kHz od p.cz. w obie strony. Przy

wstępnej regulacji układu dane obwodu rezonansowego dobiera się tak, aby był on w rezonansie z p.cz. przy połowie pojemności kondensatora C_2. Ponieważ do detektora doprowadza się napięcie rzędu kilku woltów, podczas gdy napięcie w.cz. na anodzie jest zwykle znacznie większe, BFO sprzęga się z detektorem przez bardzo małe pojemności. Na przykład w odbiorniku AR-88 używa się do tego pojemności między dwiema i to nie sąsiednimi, nóżkami lampy oktalowej. Stabilność heterodyny uzyskuje się przez staranne wykonanie układu ze stabilnych elementów i zasilanie jej stabilizowanym napięciem stałym. Sprzężenie BFO z innymi niż detektor stopniami odbiornika powinno być jak najmniejsze, co wymaga dobrego ekranowania i starannej blokady zasilania włącznie z żarzeniem.

Przy odbiorze cw posługiwanie się BFO jest proste. Odbiornik z BFO dostrojonym do p.cz. przestraja się do usłyszenia sygnału stacji o bardzo wysokim początkowo tonie. Przy dostrajaniu odbiornika ton ten staje się coraz niższy aż wreszcie znika przy pełnym dostrojeniu. BFO odstraja się teraz w jedną lub drugą stronę (co zależy też od rodzaju użytego w odbiorniku filtru kwarcowego) o 800÷1000 Hz i odbiera sygnał. Przy odbiorze na słuchawki BFO odstraja się do uzyskania rezonansu słuchawek (ok. 800 Hz), co znacznie zwiększa siłę odbioru.

Nieco bardziej skomplikowanie przedstawia się sprawa przy odbiorze SSB. Częstotliwość heterodyny w tym przypadku powinna stać w miejscu, gdzie znajdowała się uprzednio wytłumiona nośna, trzeba więc uwzględnić, którą wstęgę boczną odbieramy. Nie jest to sprawa wymagająca poszukiwań — przyjęło się bowiem, że poniżej 10 MHz, a więc w pasmach 3,5 i 7 MHz, jest nadawana dolna wstęga boczna (DWB), w pasmach powyżej 10 MHz, a więc 14, 21 i 28 MHz — górna wstęga boczna (GWB). Dochodząca do detektora wstęga boczna może jednak ulec odwróceniu przy następujących przed detektorem mieszaniach: jeżeli częstotliwość heterodyny leży powyżej częstotliwości sygnału — DWB pojawi się na detektorze jako GWB — i odwrotnie. We współczesnych odbiornikach z zasady stosuje się pracę heterodyn powyżej częstotliwości sygnału z wybieraniem częstotliwości różnicowej, co odwraca wstęgi boczne.

Jak widać z rys. 1-44a, przy odbiorze GWB na detektorze, częstotliwość BFO powinna leżeć poniżej wstęgi bocznej, przy odbiorze DWB — powyżej. Zakładając, że wszystkie wstęgi zostały



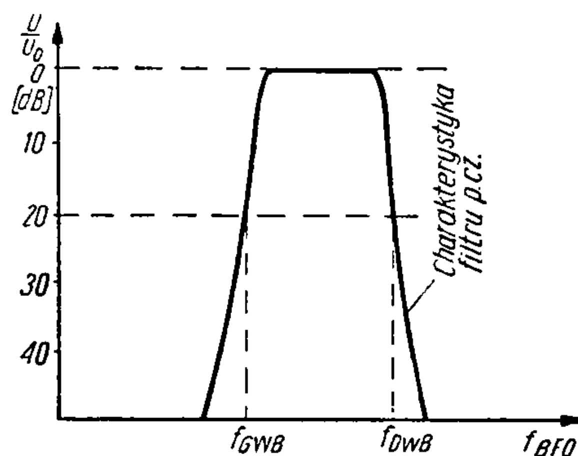
Rys. 1-44. Odbiór sygnałów SSB

a — zależność częstotliwości BFO od obieranej wstęgi bocznej, b — przełączanie kwarców w BFO zależnie od częstotliwości heterodyny

odwrócone (heterodyny powyżej sygnałów), w pasmach 3,5 i 7 MHz BFO powinno oscylować poniżej, a w pozostałych pasmach — powyżej wstęgi bocznej. Zważywszy, że filtr użyty w odbiorniku ma wąskie pasmo — ok. 2,5 kHz — i bardzo strome zbocza, właściwe ustawienie częstotliwości BFO jest bardzo krytyczne oraz czasochłonne. Z tej przyczyny w odbiornikach przeznaczonych do odbioru SSB stosuje się BFO kwarcowe z dwoma kwarcami, oddzielnie dla DWB i GWB (patrz rys. 1-44b i 1-41c). Częstotliwości tych kwarców określa się na podstawie charakterystyki użytego filtru; są to częstotliwości, dla których wzrost tłumienia wynosi 20 dB (rys. 1-45). Kwarce przełącza się jednocześnie ze zmianą zakresów, nie tracąc czasu na oddzielne ustawienie BFO. Włączając kwarc o wyższej częstotliwości, odbiera się dolną wstę-

gę boczną, przy kwarcu o niższej częstotliwości — górną wstęgę boczną. Ale to jeszcze nie wszystko.

Załóżmy, że w czasie odbioru, podczas którego używamy jednego z kwarców, przełączymy BFO na drugi kwarc. Dostrojenie odbiornika zmienia się o wartość równą różnicy częstotliwości obu



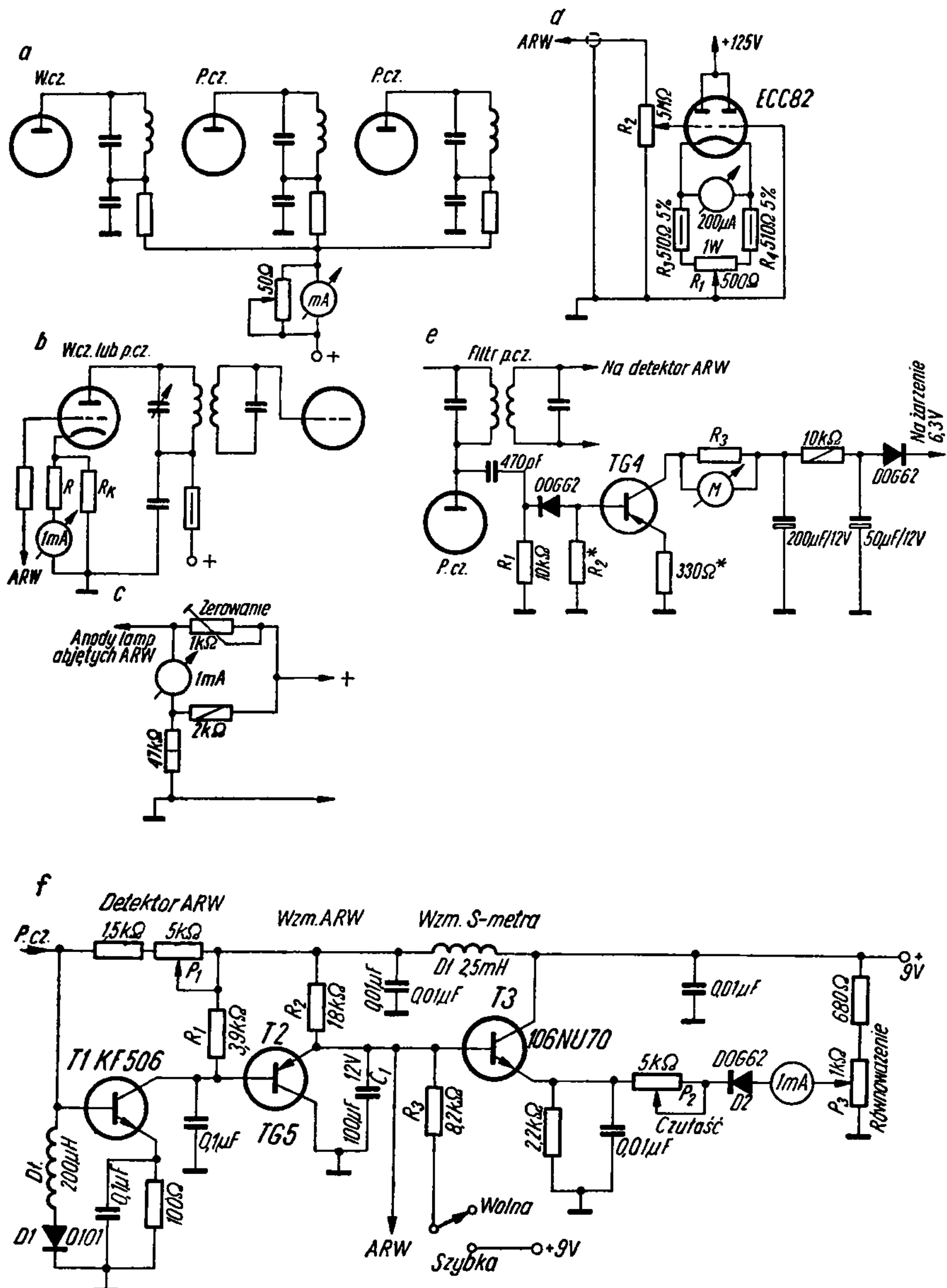
Rys. 1-45. **Sposób** określania częstotliwości kwarców w BFO

kwarców. Odbierany sygnał znika i aby go z powrotem odebrać, trzeba przestroić odbiornik; przy przełączaniu kwarcu na niższy strojoną p.cz. przestraja się w górę. Przesunięcie strojenia koryguje się, odpowiednio przesuwając częstotliwość drugiej heterodyny przez dołączenie do obwodu małej pojemności. W najczęściej stosowanych dla drugiej heterodyny układach Colpittsa o dużej pojemności obwodów nie stanowi to problemu.

1.3.5.3. Mierniki siły sygnału (S-metry)

Użytecznym dodatkiem do odbiornika jest S-meter, czyli miernik siły sygnału. Służy on do porównywania siły sygnałów różnych stacji przy dawaniu raportów, obserwowania wyników prób na odbiornikach i antenach nadawczych oraz jako wskaźnik strojenia.

Wszystkie układy S-metra są sterowane napięciem ARW odbiornika. W najprostszym układzie S-metra (rys. 1-46a i b) stosuje się miernik o prądzie pełnego wychylenia ok. 10 mA, włączony w obwód prądu anodowego jednego ze stopni sterowanych przez ARW. Przy wzroście siły odbieranego sygnału rośnie napięcie ARW, a maleje prąd regulowanej przez nią lampy, co oznacza, że



Rys. 1-46. Mierniki natężenia pola odbieranego sygnału (S-metry)

a — układ z pomiarem prądu anodowego stopni regulowanych ARW, b — układ z pomiarem prądu katodowego stopnia regulowanego, c — układ mostkowy, d — układ woltomierza lampowego, e — prosty układ tranzystorowy, f — rozbudowany układ tranzystorowy

S-meter tego typu wskazuje „do tyłu” — minimalny prąd odpowiada największemu sygnałowi. W innym układzie, przedstawionym na rys. 1-46c, stosuje się czulszy miernik (ok. 1 mA) włączony w układ mostkowy tak, że spadek prądu w lampach regulowanych przez ARW powoduje wzrost prądu płynącego przez miernik.

Znacznie lepsze wyniki daje układ z rys. 1-46d, stanowiący właściwie prosty woltomierz lampowy mierzący napięcie ARW. Potencjometr R_1 regulacji zera służy do kompensowania różnic w poziomie szumów odbiornika, a R_2 służy do regulacji napięcia ARW podawanego na S-meter. Użyty miernik *M* powinien mieć prąd pełnego wychylenia rzędu 250 μA, co umożliwia zmieszczenie całej używanej skali niższych natężeń sygnału aż do *S9*+ +20 dB.

Przyjęło się, że różnica siły sygnału o *S1* jest równoważna 6 dB, a zatem różnica napięciowa jest w przybliżeniu dwukrotna. Nie ma tylko dotychczas zgody, co uważamy za *S9*: jedna ze „szkół” wyznaje pogląd, że *S9* oznacza napięcie sygnału na zaciskach antenowych odbiornika równe 50 μV, druga — że trzeba do tego 100 μV, a trzecia — że *S1* oznacza 1 μV przy stosunku sygnału do szumu równym 10 dB.

Zestawienie napięć dla różnych sposobów określania skali S podano w tablicy 1-10. Najbardziej realną wydaje się druga wersja, gdyż w pierwszej wersji sygnał 0,2 μV leży na poziomie szumów

Tablica 1-10

Sposoby określania skali *S*

S	Wersja 1 μV	Wersja 2 μV	Wersja 3 μV	dB
9	50	100	256	48
8	25	50	128	42
7	12,5	25	64	36
6	6	12,5	32	30
5	3	6	16	24
4	1,5	3	8	18
3	0,8	1,5	4	12
2	0,4	0,8	2	6
1	0,2	0,4	1	9

przeciętnie dobrego odbiornika, a całkiem nieźle odbierany sygnał, np. 0,7 μV, leży już poza skalą siły sygnału w trzeciej wersji.

Na rysunku 1-46e i f przedstawiono tranzystorowe układy S-metra. Układ 1-46e może być bez trudu dostawiony do każdego odbiornika. Wskazania S-metra w tym układzie nie zależą bezpośrednio od ARW, lecz oczywiście przy włączonej ARW wskazania będą nieprawdziwe. Opornik R_2 dobiera się tak, aby bez sygnału na wejściu odbiornika prąd wskazywany przez odbiornik był minimalny, w praktyce równy I_{CEO} tranzystora — narzuca to wymaganie małego I_{CEO}. Stosowany miernik *M* powinien mieć prąd pełnego wychylenia 1÷5 mA i od tej wartości zależy R_3.

Rysunek 1-46f przedstawia inną wersję tranzystorowego S-metra, stosowaną w odbiorniku Hammarlund HQ-215, wraz z detektorem i wzmacniaczem ARW. Sygnał p.cz. dla układu odbiera się z dzielnika pojemnościowego włączonego na uzwojenie kolektorowe ostatniego filtru p.cz. Prostowanie odbywa się na złączu baza-emiter tranzystora *T1* po przekroczeniu przez sygnał wielkości równej spadkowi napięcia na krzemowej diodzie *D1* (około 0,6 V). Spadek ten jest regulowany potencjometrem P_1. Proporcjonalne do napięcia sygnału stałe napięcie na kolektorze *T1*, po odfiltrowaniu od składowej p.cz. (kondensator 0,1 μV), jest wzmacniane przez tranzystor *p-n-p T2* i podawane jako napięcie ARW na odbiornik. Zmianę szybkości wyłączania działania ARW uzyskuje się przez równoległe dołączanie R_3 do R_2. Załączanie ARW jest bardzo szybkie, gdyż kondensator C_1 rozładowuje się przez tranzystor *T2* bardzo szybko po podaniu na bazę tranzystora *T2* ujemnego napięcia z kolektora tranzystora *T1*. Napięcie ARW jest podawane ponadto na bazę tranzystora wzmacniacza S-metra, którego prąd emitera wyprowadza ze stanu równowagi mostek z miernikiem włączonym na jego przekątną. Potencjometr P_3 służy do ustawiania zera przy braku sygnału, dioda *D2* uniemożliwia wybijanie strzałki miernika w przeciwną stronę.

Skalowanie wszystkich układów S-metra odbywa się w zasadzie jednakowo. Po wyzerowaniu S-metra bez sygnału, na wejście odbiornika podaje się sygnał o amplitudzie *S1* (tabl. 1-10) oznaczając tę wartość na skali miernika. Następnie amplitudy sygnałów podawane z generatora na wejściu odbiornika podwaja się wg tablicy, oznaczając te wielkości na skali. Przed tą czynnością warto

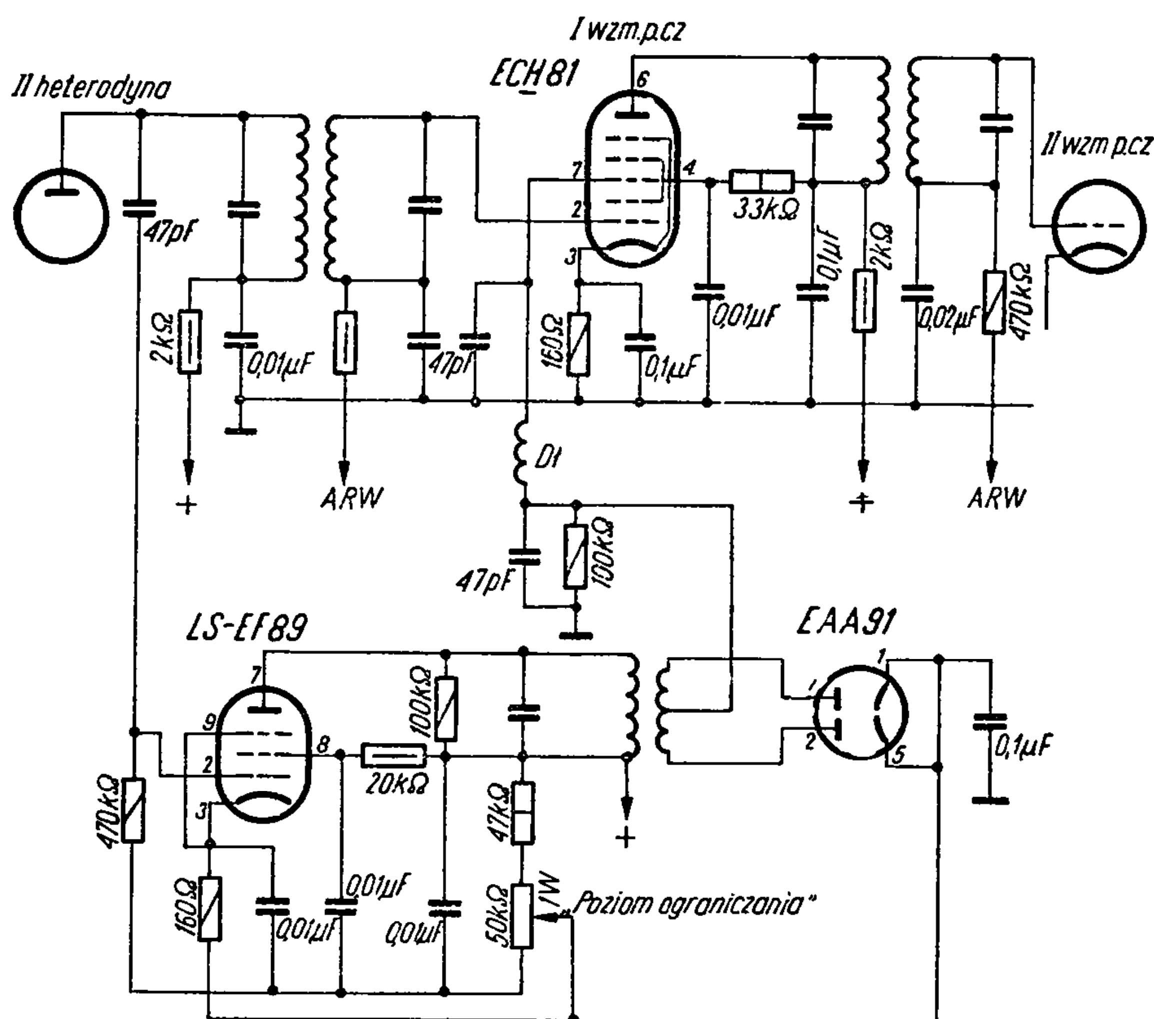
upewnić się, czy na górnym końcu skali zmieści się wartość $S9+$ $+20$ dB. Jeżeli przy podaniu na wejście sygnału odpowiadającego tej wielkości wskazówka miernika „wybija” poza skalę, należy ją cofnąć regulatorem czułości S-metra i wtedy dopiero przeprowadzić proces skalowania.

1.3.5.4. Ograniczniki trzasków

W zakresie fal krótkich, szczególnie powyżej 20 MHz, występują liczne zakłócenia od układów zapłonowych silników spalinowych, wyłączników itp., zwane ogólnie zakłóceniami przemysłowymi, oraz zakłócenia tzw. atmosferyczne, pochodzące od wyładowań elektrycznych. Zakłócenia te mają postać impulsów o krótkim czasie trwania, lecz o dużej amplitudzie. Przy małej częstości występowania nie uniemożliwiają one co prawda zupełnie odbioru, lecz na dłuższą metę nużą operatora. Do ograniczania słyszalności zakłóceń służy szereg układów wykorzystujących zwykle fakt, że impuls zakłócający trwa bardzo krótko, a jego amplituda jest duża, często nawet 20 razy wyższa od amplitudy sygnału. W czasie takiego impulsu, nawet przy całkowitym wyciszeniu odbiornika, ucho operatora nie zauważy krótkiej przerwy w odbiorze, choć istnienie impulsu jest słyszalne aż za dobrze. W innych układach przeciwtrzaskowych stosuje się ograniczanie impulsów zakłócających na pewnym poziomie, zwykle na poziomie amplitudy odbieranego sygnału.

Ujemny wpływ na zwalczanie zakłóceń impulsowych mają obwody wzmacniacza p.cz. Choć impuls zakłócający jest b. krótki, powoduje on w obwodach p.cz. drgania gasnące zwiększające czas jego trwania, a zatem polepszające jego słyszalność. Najbardziej efektywnie działałby więc układ ograniczania trzasków umieszczony przed wzmacniaczem p.cz. Taki układ istnieje — jest to układ Lamba (Lamb noise silencer), stosowany m. in. w popularnym odbiorniku Hallicrafters SX-28A (rys. 1-47). Sygnał p.cz. po mieszaczu jest podawany na wzmacniacz p.cz. wykonany na heptodzie, która go wzmacnia w normalny sposób. Tenże sygnał jest jednocześnie podawany na dodatkowy stopień na lampie *LS*, wzmacniający sygnał z zakłóceniami. Ponieważ przed stopniem na lampie *LS* selektywność obwodów nie jest duża, impuls nie zdążył jeszcze ulec rozszerzeniu. Potencjometr w katodzie lampy *LS*

reguluje jej wzmocnienie, jednocześnie ustawiając próg działania detektora trzasków (lampa EAA91 lub dwie diody półprzewodnikowe) tak, że prostowaniu ulegają tylko impulsy zakłóceń. Wyprostowane impulsy zakłóceń są podawane jako ujemne napięcie zatykające na drugą siatkę sterującą heptody wzmacniającej p.cz. Tak więc wzmacniacz p.cz. jest zatykany na czas istnienia impulsu zakłócającego.



Rys. 1-47. Układ wyciszania trzasków (układ Lambda)

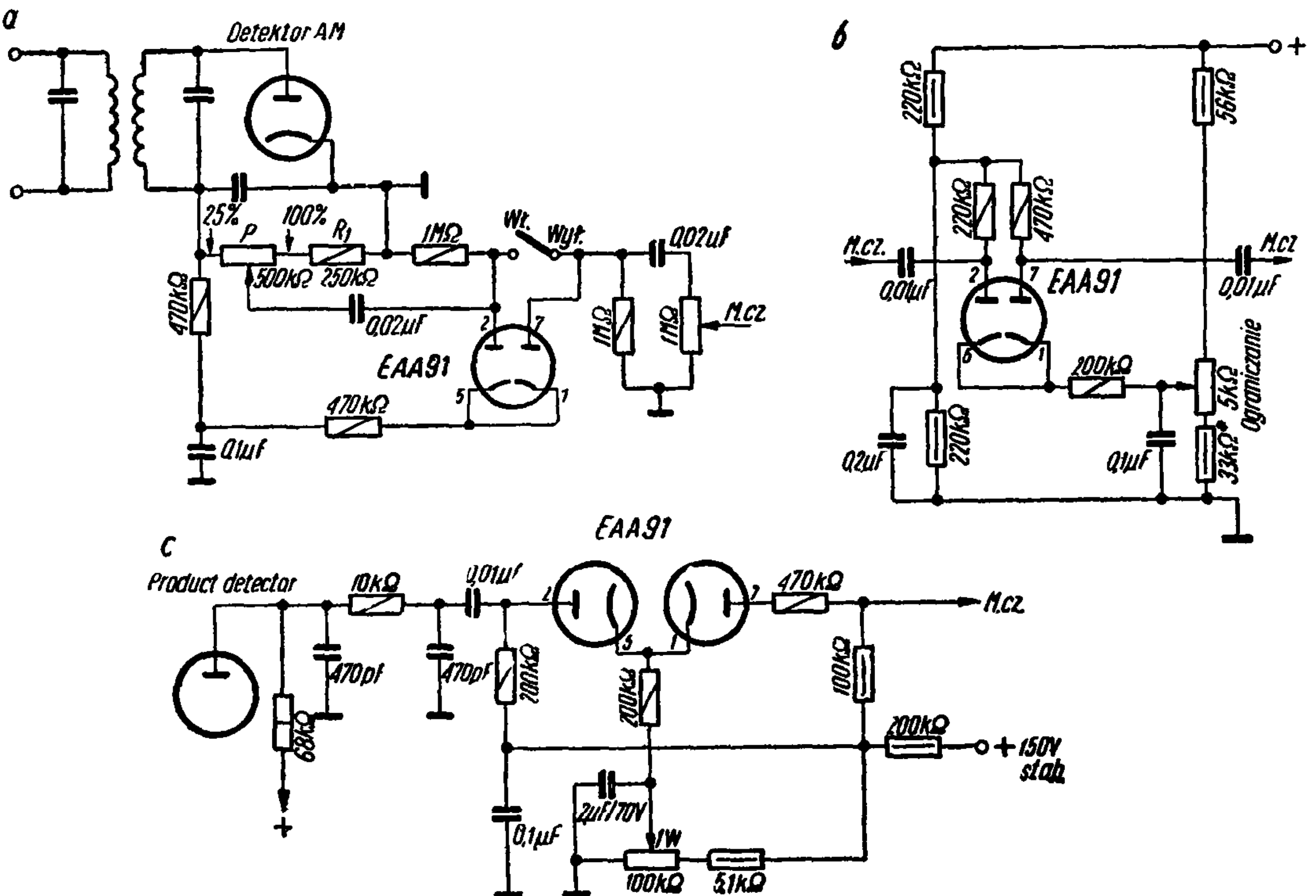
Układ z rys. 1-47, choć bardzo skuteczny, jest stosowany dość rzadko ze względu na skomplikowaną budowę. Znacznie częściej stosuje się ograniczniki m.cz., już po detektorze. Są to zwykle dwie diody, włączone szeregowo lub równolegle do wejścia wzmacniacza m.cz. Gdy amplituda impulsu przekracza określoną wartość, dioda powoduje przerwę obwodu w układzie szeregowym lub zwarcie w układzie równoległym. Próg działania układu ustawia

się zwykle w pobliżu amplitudy odbieranego sygnału, czasem bywa jednak konieczne obcięcie na poziomie nawet 25% amplitudy, choć jest to połączone ze znacznymi zniekształceniami odbioru. Znaczny wpływ na działanie ograniczników ma również pasmo przepuszczania wzmacniacza p.cz. Przy szerokim pasmie tego wzmacniacza działanie ogranicznika bywa bardzo skuteczne, natomiast przy odbiorze telegrafii, z pasmem przenoszenia p.cz. kilkuset herców, będzie działał on bardzo słabo z przyczyn omówionych uprzednio.

Kilka najczęściej spotykanych układów ograniczników trzasków po detektorze podano na rys. 1-48. Układ z rys. 1-48a jest ogranicznikiem szeregowym, w którym lewa dioda obcina dodatnie impulsy zakłócające na poziomie określonym przez potencjometr P — od 100 do 25% amplitudy sygnału — a prawa dioda obcina ujemne impulsy na stałym poziomie, określonym przez opornik umieszczony między jej katodą a masą. Zmiana amplitudy sygnału zmienia spadek napięcia na połączonych szeregowo P i R_1, lecz nie zmienia wzajemnego stosunku spadków napięć na tych elementach, które określają działanie diody. Ogranicznik obcina więc na stałym poziomie w stosunku do amplitudy sygnału, niezależnie od siły sygnału.

Wadą tego układu jest brak możliwości zastosowania go do odbioru SSB, gdzie nie ma fali nośnej dającej napięcie odniesienia na $P+R_1$. Do wszystkich emisji nadaje się za to układ z rys. 1--48b. Wartość opornika między potencjometrem a masą zależy od napięcia zasilającego, a dobiera się ją w sposób następujący: w miejsce tego opornika wstawia się potencjometr 100 kΩ, potencjometr „ograniczanie" ustawia się na ok. $^2/_3$ obrotu i oporność potencjometru 100 kΩ zwiększa się do zera dopóty, dopóki ogranicznik nie zablokuje zupełnie odbiornika. Uzyskaną w ten sposób oporność potencjometru mierzy się i na jego miejsce wstawia stały opornik o wartości zbliżonej do zmierzonej.

Inny, prostszy układ ogranicznika, stosowanego w wysokiej klasy odbiorniku National NC-303, przedstawiono na rys. 1-48c. Zamiast diod lampowych można tu zastosować diody półprzewodnikowe, lecz muszą one mieć dużą oporność w kierunku wstecznym. Przy przesunięciu suwaka potencjometru w stronę jego uziemionego końca układ przestaje działać jako ogranicznik.



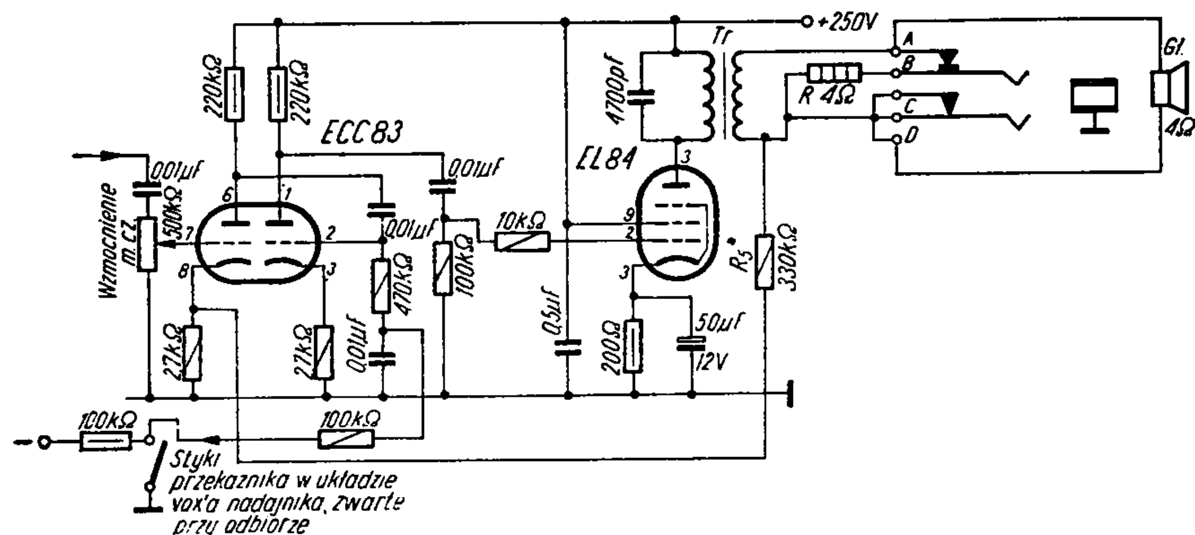
Rys. 1-48. Ograniczniki trzasków włączone po detektorze

a — układ szeregowy do stosowania dla cw i AM, b — układ uniwersalny do stosowania dla cw, AM, SSB. c — układ stosowany w odbiorniku NC303

1.3.6. Wzmacniacze małej częstotliwości

Wzmocnienie wymagane od następującego po detektorze wzmacniacza m.cz. zależy od dwóch czynników — od napięcia wyjściowego m.cz. z detektora i od napięcia wymaganego do wysterowania wzmacniacza końcowego m.cz.

Napięcie wyjściowe z detektora diodowego jest rzędu 0,5÷1 V, napięcie wyjściowe z detektora iloczynowego — ok. 0,1 V. Przy zastosowaniu detektora diodowego i odbiorze na słuchawki wystarcza jeden pentodowy wzmacniacz m.cz. (np. w odbiorniku US-P), a przy odbiorze na głośnik dynamiczny potrzebny jest jeszcze jeden stopień wzmacniający. Dobre wyniki daje stosowanie lamp podwójnych, składających się z triody o dużym współczynniku amplifikacji i pentody wyjściowej, np. ECL 86, w układzie identycznym jak w przeciętnym odbiorniku radiofonicznym. Przy użyciu detektora iloczynowego wzmocnienie takiego układu jest jednak niewystarczające i stosuje się układ podwójna trioda — pentoda końcowa, jak na rys. 1-49. Ponieważ wzmacniacz taki nie



Rys. 1-49. Wzmacniacz m.cz. i stopień końcowy odbiornika radiokomunikacyjnego

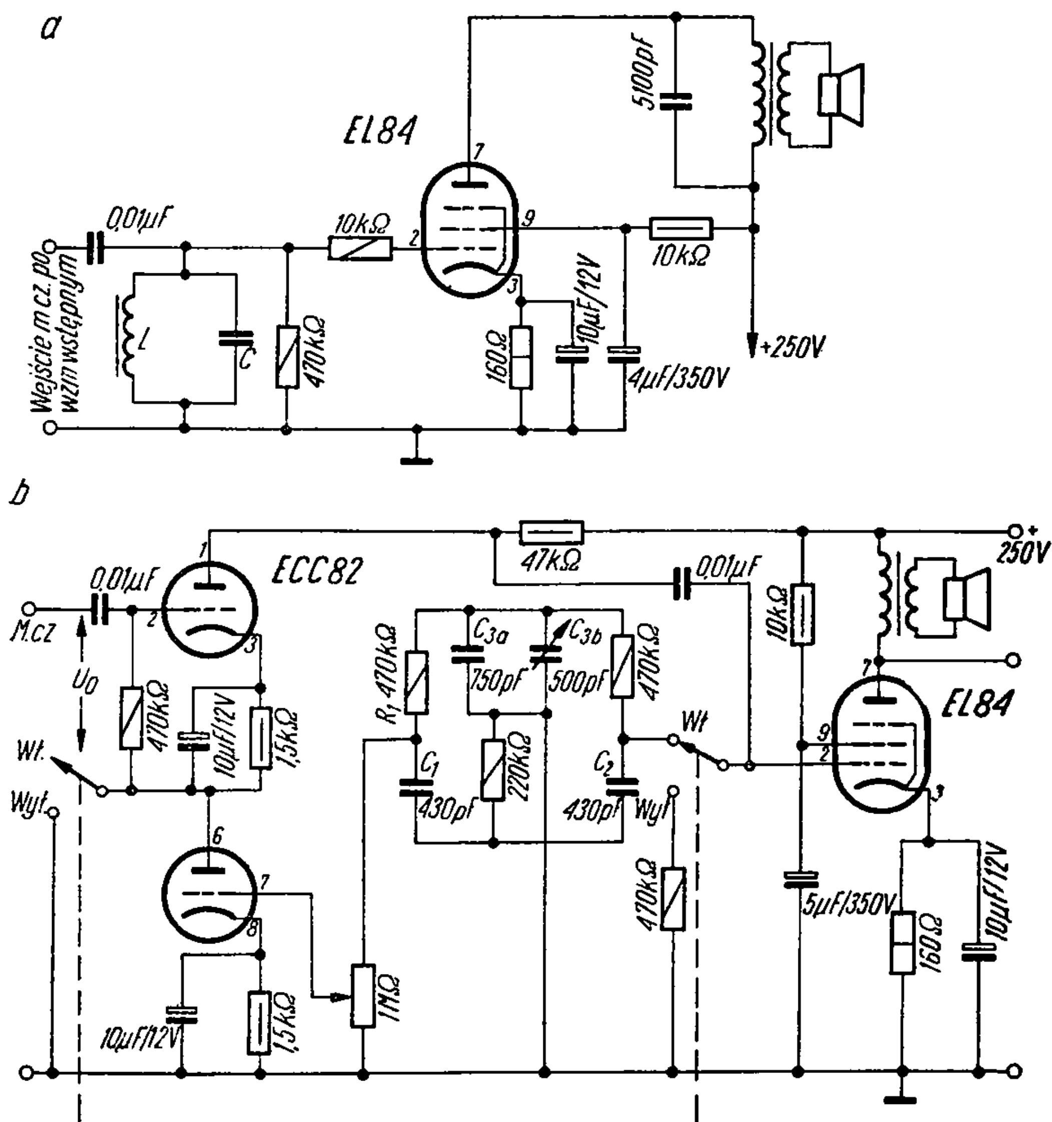
Wtyk ze słuchawkami wetknięty: *A* zwarte z *B*, *C* i *D*; zamiast *Gł* włącza się *R* rozwarte. Bez wtyku: *A—B* rozwarte, *C—D* zwarte (włącza się głośnik, odłącza się *R*)

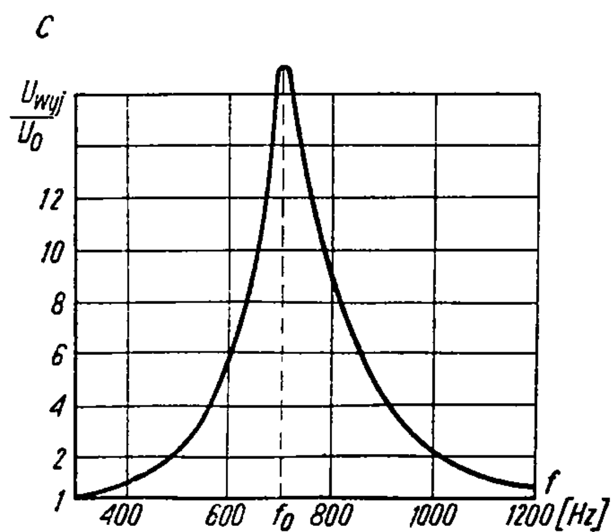
musi przenosić szerokiego pasma częstotliwości, nie wymaga żadnego specjalnego wykonania. Wskazane jest tylko wprowadzenie w nim ujemnego sprzężenia zwrotnego (z wyjścia na wejście), które — oprócz działania stabilizującego — umożliwia ustawienie maksymalnej mocy wyjściowej przez dobór opornika R_s.

Charakterystyczną cechą odbiornika komunikacyjnego jest częsta jego eksploatacja przy odbiorze na słuchawki, choć czasem bywa celowy odbiór na głośnik. Wiadomo — stacja amatorska znajduje się zwykle w mieszkaniu i przeszkadzanie domownikom nie jest mile widziane. Przełączanie z głośnika na słuchawki i odwrotnie odbywa się przez wetknięcie wtyku słuchawek w odpowiednie gniazdo z przełączającymi obwody stykami. Najlepiej i najwygodniej stosować typowe gniazda i wtyki, stosowane przy ręcznych centralach telefonicznych. Gniazdo, w które włożono wtyk, włącza dwie elektrody wtyku do jednego obwodu, rozwierając drugi, a włączając dodatkowo trzeci obwód. Wykorzystuje się to w ten sposób, że po wetknięciu wtyku zamiast głośnika zostaje włączony opornik o oporności i mocy takich samych, jakie ma głośnik; natomiast głośnik zostaje odłączony, a słuchawki przyłączone do wtórnego uzwojenia transformatora głośnikowego lub do specjalnie dla nich przeznaczonego uzwojenia dodatkowego. Bez dołączania opornika do uzwojenia wtórnego przy przejściu na słuchawki transformator mógłby ulec zniszczeniu w wyniku przebicia izolacji. W układach tranzystorowych wzmacniaczy m.cz. groziłoby to również zniszczeniem tranzystorów stopnia końcowego.

Przy odbiorze cw stosuje się często dodatkowe zwężania pasma przenoszonego przez wzmacniacz m.cz. odbiornika do zakresu położonego np. między 800 a 1000 Hz. Wykonanie filtru m.cz. o pasmie przepuszczania 100÷200 Hz jest znacznie łatwiejsze niż filtru p.cz. o takim samym pasmie przenoszenia. Wąskopasmowy filtr m.cz. zmniejsza zakłócenia przy odbiorze cw, lecz nie może zastąpić selektywnego wzmacniacza m.cz. — nie może rozróżnić wstęg bocznych sygnału SSB i nie zmniejsza zjawiska blokowania odbiornika silnymi sygnałami. Dodatkową jego wadą jest przepuszczanie tylko „czystego” tonu podstawowego, bez harmonicznych, co jest na dłuższą metę bardzo męczące dla operatora. W normalnych warunkach, gdy całą selektywność odbiornika uzyskuje się we wzmacniaczu p.cz., następne stopnie wprowadzają pewne zniekształcenia, czyniąc odbiór sygnałów telegraficznych przyjemniejszym.

W praktyce stosuje się dwa typy układów zwężających pasmo przenoszenia wzmacniacza m.cz. Dawniej dość szeroko stosowano

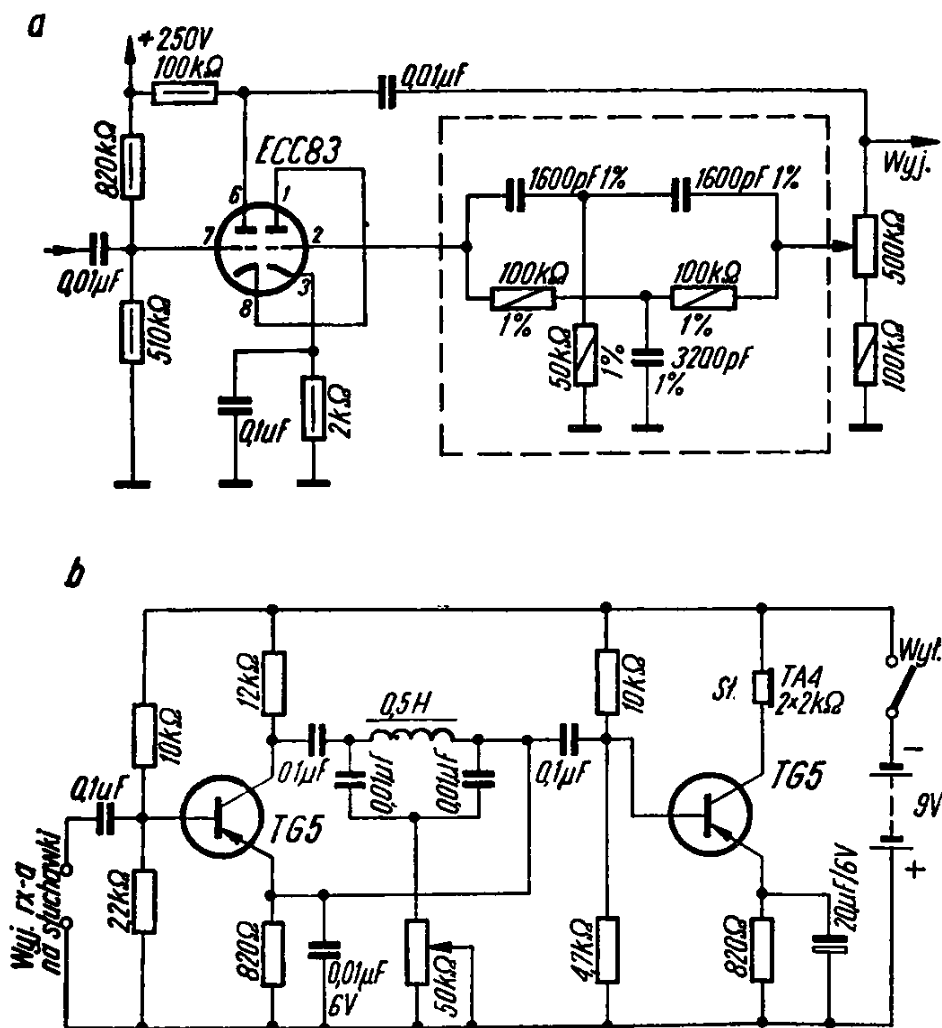




Rys. 1-50. Zwiększanie selektywności wzmacniacza m.cz.

a — układ z obwodem *LC*,
b — układ mostkowy *RC*,
c — charakterystyka układu z rys. 1-50b

obwody *LC*, co jednak wymagało specjalnego wykonania cewki dla uzyskania jej dużej dobroci na małych częstotliwościach. Obecnie zwykle stosuje się selektywne wzmacniacze *RC*, w których część dającą selektywność można wyłączać i włączać zależnie od potrzeby. Na rysunku 1-50a pokazano układ z obwodem *LC*, na rys. 1-50b — układ z filtrem *RC*. Pozorna prostota układu z rys. 1-50a jest jednak związana ze znacznie większym nakładem pracy na jego wykonanie w porównaniu z układem z rys. 1-50b. W układzie z rys. 1-50b stosuje się mostek *RC*, który na określonej częstotliwości wprowadza małe ujemne sprzężenie zwrotne, a na pozostałych daje bardzo silne tłumienie. Dane elementów mostka oblicza się ze wzorów:



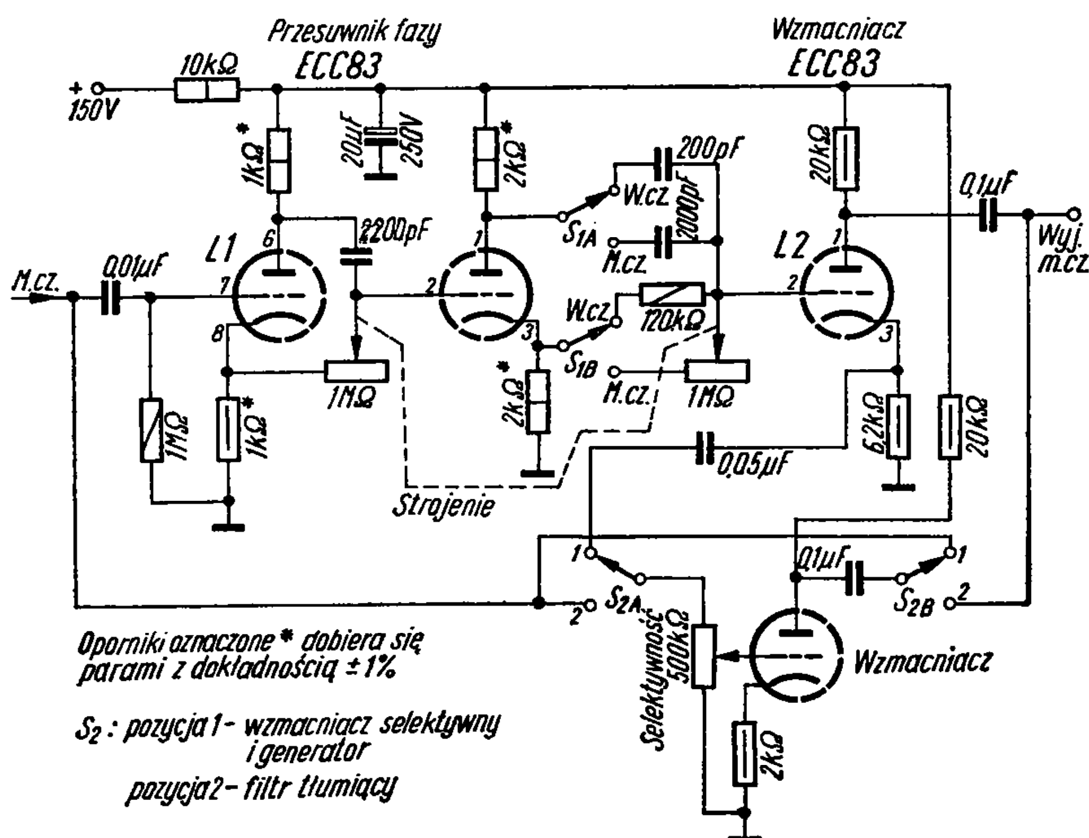
Rys. 1-51. Selektywne wzmacniacze m.cz.
a — lampowy, z obwodem „podwójne T", b — tranzystorowy, z filtrem mostkowym typu T

$$R_1 = R_2 = \frac{160000}{f_0 C_1}; \quad R_3 = 0{,}5 R_1; \quad C_3 = 2 C_1$$

przy czym C bierzemy w pF, R — w MΩ, a f_0 — w Hz.
Zaletą tego układu jest możliwość zmiany szerokości pasma przez zmianę pojemności C_{3b}, stanowiącej część pojemności C_3.

Na rysunku 1-51 przedstawiono dwa inne układy wąskopasmowych wzmacniaczy m.cz. Układ z rys. 1-51a zawiera obwód „podwójne T" włączony w gałąź ujemnego sprzężenia zwrotnego. Na częstotliwości „rezonansowej" układu wnoszone przez niego tłumienie jest minimalne i lampa daje wzmocnienie określone przez jej K_u i oporność obciążenia; przy innych częstotliwościach wzmocnienie szybko maleje. Selektywność układu reguluje się potencjometrem 500 kΩ na wyjściu. Wadą tego układu są ostre wymagania na dokładność wszystkich użytych elementów układu „podwójne T", która nie powinna być gorsza niż 1%, w przeciwnym bowiem razie układ wzbudza się.

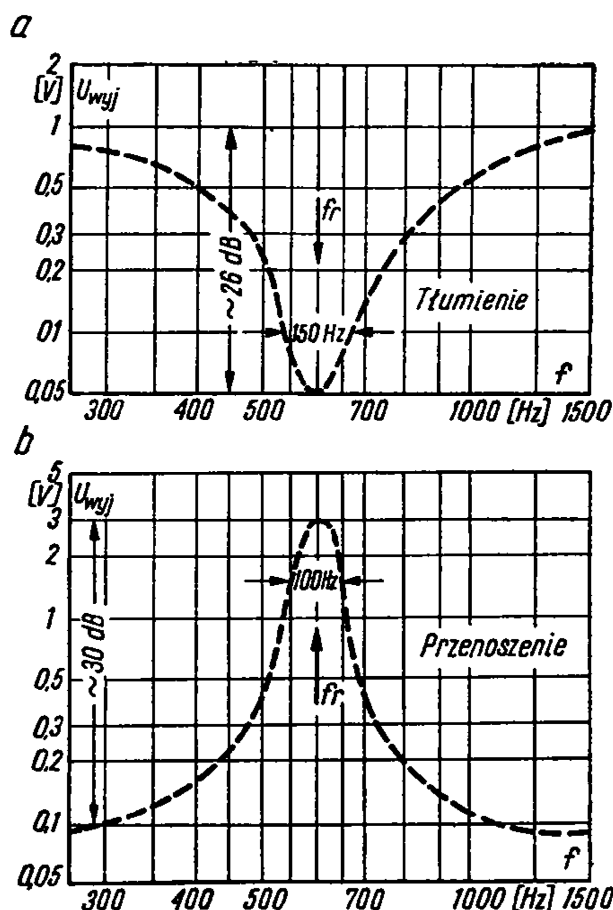
Układ z rys. 1-51b jest wykonany z obwodem T, a więc jest podobny do analogicznych układów na p.cz. Selektywność reguluje



Rys. 1-52. Selectoject

się potencjometrem 50 kΩ. Możliwe jest wykonanie tego układu w póstaci przystawki, włączanej w gniazdo słuchawek odbiornika — słuchawki włącza się wtedy jak na rysunku.

Dość często spotyka się również, głównie w konstrukcjach amatorskich, tzw. Selectoject (od słów „select or reject" — wybierz lub odrzuć), działający jako selektywny wzmacniacz lub selektywny tłumik (rys. 1-52). Obie połówki lampy *L1* odwracają fazę napięcia o 180° przy zachowaniu równości napięć w obwodach anodowych i katodowych (stąd wymaganie równości wartości oporników w anodach i katodach — ich wartości nie mają szczególnego znaczenia, ale ważna jest równość par). Sprzężone ze sobą potencjometry 2×1 MΩ służą do regulacji częstotliwości, dla której przesunięcie fazy w tych stopniach jest równe 180°. W pozycji przełącznika „2" układ działa jak przestrajany tłumik, którego charakterystykę tłumienia pokazano na rys. 1-53a. Szerokość krzywej tłumienia zmienia się potencjometrem P_1 W pozycji „1" układ działa jak przestrajany wzmacniacz selektywny; charakterystykę jego przedstawiono na rys. 1-53b. Przy określonym ustawieniu P_1 układ wzbudza się, a częstotliwość generacji reguluje się w szerokich granicach sprzężonymi potencjometrami umieszczonymi w obwodzie pierwszej lampy. Dodatkowo uzyskuje się więc generator akustyczny.



Rys 1-53. Charakterystyki tłumienia i wzmocnienia „Selectojectu"

W praktycznych układach odbiorników stosuje się wyprowadzenie wejścia wzmacniacza m.cz. na zaciski na tylnej ścianie odbiornika, podobnie jak w odbiornikach radiofonicznych. Zaciski

te przeznaczone są jednak nie do przyłączania adaptera, lecz do przyłączania dodatkowego generatora, służącego do podsłuchu nadawania telegraficznego, lub tez detektora do podsłuchu fonii i SSB, zależnie od jego układu.

Stopień końcowy wzmacniacza m.cz nie musi oddawać dużej mocy, pracuje bowiem zwykle na słuchawki, rzadko — na mały głośnik. Jeżeli używa się głośnika o mocy ok. 1,5 W, to w zupełności wystarcza zastosowanie jako lampy końcowej — EF 80 w układzie triody lub ECF 82 — części triodowej, dość dobrze współpracujących wtedy z typowymi transformatorami wyjściowymi Wystarcza również jedna trioda typu ECC 82, choć wymaga ona znacznie większego wysterowania. Równie dobrze pracuje też (znacznie czulsza) ECC 85. Przy większej mocy wyjściowej doskonałe wyniki uzyskuje się z popularną lampą ECL 84 lub z ECL 86, mającymi dodatkowo jeszcze jedną triodę, która może być wykorzystana jako jeden ze stopni.

1.3.7. Zasilacze odbiorników KF

Odbiorniki KF przystosowane do pracy w radiostacji stacjonarnej są w zasadzie zasilane z sieci, niezależnie od wykonania (lampowe czy tranzystorowe) Transformatory stosowane w zasilaczach do odbiorników lampowych mają uzwojenie anodowe dla prostownika napięcia anodowego oraz uzwojenie żarzenia lamp, czasem również dodatkowe uzwojenie dla prostownika napięcia ujemnego do blokady odbiornika przy nadawaniu oraz dla układu ARW.

Jako prostowniki napięcia anodowego stosuje się obecnie prawie wyłącznie prostowniki selenowe w układzie mostkowym oraz diody półprzewodnikowe, co — w porównaniu z prostownikami lampowymi — zmniejsza ilość wydzielanego w odbiorniku ciepła. Do tego samego celu służy stosowanie nieco niższego niż w odbiornikach radiofonicznych napięcia anodowego — zwykle 200 V zamiast 250 V, co jednocześnie daje zmniejszenie szumów i lepszą stabilność charakterystyk lamp.

Układ powszechnie stosowanego zasilacza do odbiornika lampowego przedstawiono na rys. 1-54. Stabilizowane napięcie 150 V służy do zasilania anod i ekranów wszystkich heterodyn w odbio-

niku, ujemne napięcie rzędu 70 V — do zmniejszania wzmocnienia lub zupełnego zatykania odbiornika podczas nadawania (gdy odbiornik pracuje z oddzielną anteną) oraz dla układu ARW. Potencjometr P_1 i opornik R_2 stanowią część układu ARW z rys. 1-

Rys. 1-54. Zasilacz do odbiornika lampowego

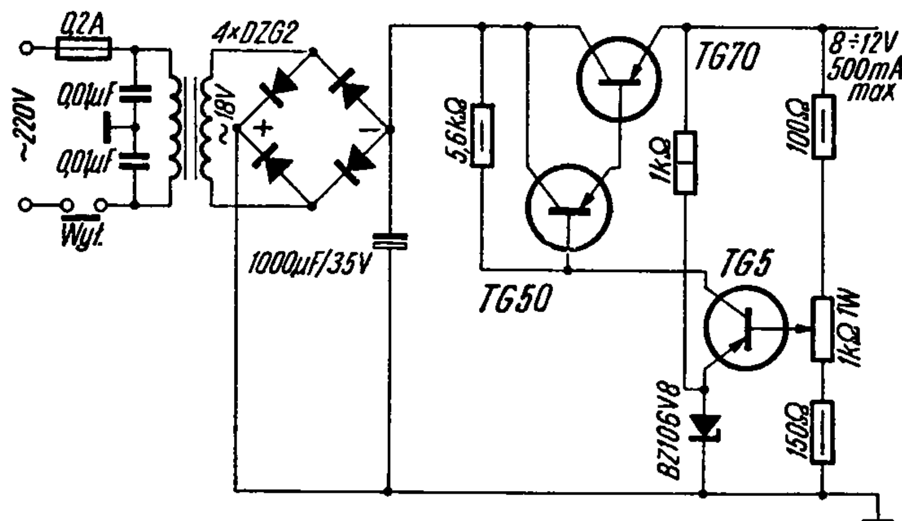
-40. Innym sposobem przełączania odbiornika przy przejściu z nadawania na odbiór jest wyłączanie napięcia anodowego stopni w.cz. i p.cz. wyłącznikiem S_1.

Przy nawijaniu transformatora sieciowego we własnym zakresie należy zwracać szczególną uwagę na napięcie żarzenia, które mierzone na podstawce lampy nie powinno różnić się więcej niż o 5% od znamionowej wartości 6,3 V.

Ważną rzeczą jest lampka kontrolna. Jeżeli w odbiorniku stosuje się podświetloną skalę, lampka kontrolna nie jest potrzebna. Często jednak, zarówno w konstrukcjach fabrycznych jak i amatorskich, stosuje się skale nie podświetlone, co wymaga zastosowania wskaźnika włączenia. Jest sprawą zasadniczą, aby światło lampki kontrolnej nie było rażące i miało „spokojny” kolor, co docenia się szczególnie w czasie np. drugiej nocy zawodów WWDX Contest. Godne polecenia są lampki sygnalizacyjne LS-22E pro-

dukcji zakładu „Lumel", wykonywane z łatwo wymiennymi okienkami różnego koloru.

W odbiornikach tranzystorowych stosuje się stabilizację napięcia dla całego odbiornika, a to ze względu na znaczne zmiany parametrów tranzystora w zależności od zmian napięcia. Napięcie zasilające wynosi zwykle 9÷12 V przy prądzie pobieranym 200÷÷300 mA, co w warunkach krajowych, przy braku diod Zenera większej mocy, oznacza konieczność budowy tranzystorowego zasilacza stabilizowanego. Schemat takiego zasilacza podano na rys. 1-55. Transformator sieciowy jest wykonany na rdzeniu o prze-



Rys. 1-55. Zasilacz do odbiornika tranzystorowego

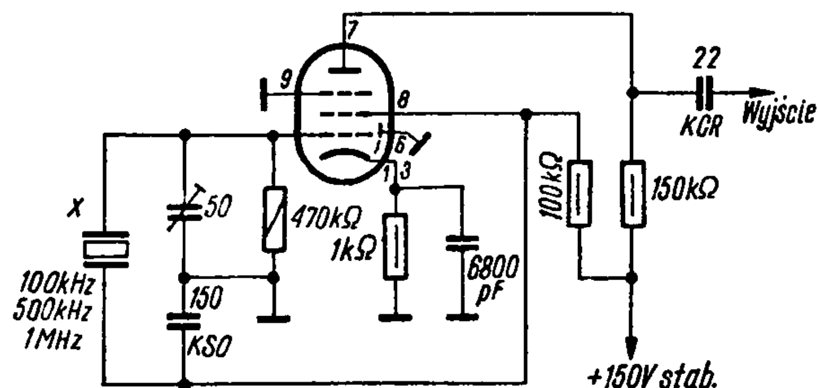
kroju 6,2 cm^2, uzwojenie pierwotne ma 1440 zw. DNE 0,25 mm, uzwojenie wtórne — 195 zw. DNE 0,7 mm. Maksymalny prąd pobierany wynosi 500 mA, napięcie wyjściowe jest regulowane w zakresie 8÷12 V. Tranzystor TG70 powinien być umieszczony na radiatorze z blachy Al 2 mm o powierzchni co najmniej 200 cm^3.

1.3.8. Kalibratory częstotliwości

Ważnym i niezwykle użytecznym dodatkiem do odbiornika jest kalibrator częstotliwości, czyli generator kwarcowy o napięciu wyjściowym zawierającym duży procent harmonicznych. Wyjście kalibratora kwarcowego łączy się przez małą pojemność z wejściem antenowym odbiornika. Przy właściwie dobranych elementach generatora harmoniczne kwarcu 100 kHz są słyszane jeszcze

na 30 MHz, umożliwiając dokładne wyskalowanie odbiornika na wszystkich pasmach amatorskich. Stosowane w kalibratorach kwarce mają częstotliwości 100 i 500 kHz, rzadziej 1 MHz, która nie daje skalowania na początku pasma 3,5 MHz. Czasem używa się też kwarców 1,75 MHz.

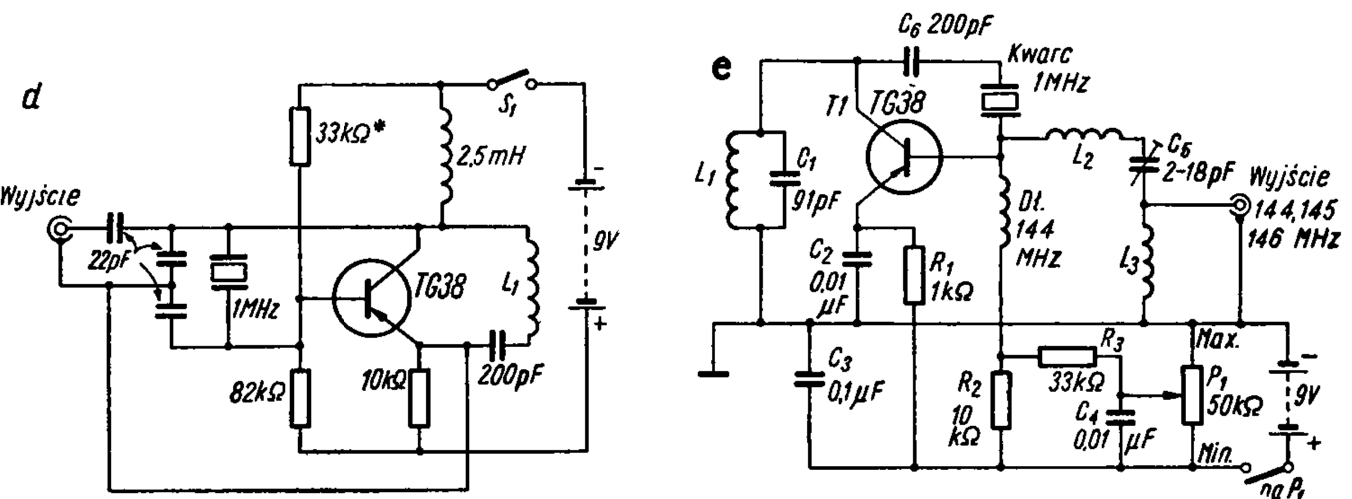
Układ bardzo dobrze pracującego kalibratora kwarcowego jest przedstawiony na rys. 1-56. Może w nim pracować dowolna pen-



Rys. 1-56. Kalibrator kwarcowy

toda o średnim nachyleniu (w oryginalnym układzie była to EF80) z wyprowadzoną trzecią siatką i nawet bardzo „leniwe" kwarce oscylują tu zupełnie pewnie. Właściwą częstotliwość generacji dobiera się przez dostrojenie odbiornika z włączonym BFO do jednej z częstotliwości wzorcowych (2). BFO zdudnia się na zero z częstotliwością wzorcową, po czym trymerem 50 pF w siatce kalibratora dostraja się kalibrator również na zero dudnień jego harmonicznej z częstotliwością BFO. W ten sposób uzyskuje się bardzo dużą dokładność częstotliwości kalibratora. W przypadku silnie rozstrojonych odbiorników wskazane jest używanie kwarców 1 MHz, gdyż łatwiej wtedy uchwycić właściwe harmoniczne wśród QRM od odbieranych stacji i od produktów mieszania harmonicznych kwarcu z harmonicznymi heterodyn i BFO odbiornika.

Kilka układów kalibratorów tranzystorowych przedstawiono na rys. 1-57. W układzie 1-57a obwód rezonansowy w emiterze powinien być dostrojony do częstotliwości nieco mniejszej niż podstawowa częstotliwość kwarcu, lecz poza tym dane elementów nie są krytyczne. Układ pracuje dobrze na dowolnych tranzysto-



Rys. 1-57. Kalibratory kwarcowe na tranzystorach

a — układ z obwodem rezonansowym w emiterze, b — układ uproszczony, c — układ zasilany ze stabilizowanego zasilacza 150 V w odbiorniku, d — układ z kwarcem 1 MHz, e — kalibrator dla pasma 2 m

rach w.cz., pewnie oscylując przy napięciach zasilających 3÷9 V, nawet z dość „leniwymi" kwarcami. Układ z rys. 1-57b pracuje dobrze tylko z aktywnymi kwarcami i przy napięciach zasilających 6÷9 V. Maksymalną amplitudę drgań uzyskuje się przez dobór opornika i kondensatora w emiterze. Układ z rys. 1-57c może być zasilany ze stabilizowanego zasilacza 150 V w odbiorniku. Punkt pracy tranzystora (prąd kolektora 2,5÷3 mA) dobiera się przez odpowiednie ustawienie potencjometru P_1. Układ z rys. 1-57d przedstawia kalibrator z kwarcem 1 MHz.

1.4. Konstrukcja i strojenie odbiorników KF

1.4.1. Konstrukcja

Jakość odbiornika komunikacyjnego zależy nie tylko od jego układu, lecz również od jego wykonania oraz użytych do tego elementów. W grę wchodzi jakość wykonania zarówno mechanicznego, jak i elektrycznego.

Odpowiednie umieszczenie poszczególnych stopni na chassis odbiornika powinno zapewniać możliwie krótkie połączenia w części w.cz. i p.cz. w celu zmniejszenia do minimum niepożądanych sprzężeń. Tor sygnału powinien wynikać logicznie z układu, stopień powinien następować po stopniu, jeden blisko drugiego. W odbiornikach wielopasmowych cały zespół w.cz. umieszcza się na ogół w środku chassis, stąd też główny organ strojenia znajduje się prawie zawsze w środku płyty czołowej odbiornika. W celu zwiększenia stabilności odbiornika, lampy wydzielające dużo ciepła (prostownicza i głośnikowa) powinny znajdować się możliwie daleko od obwodów heterodyn, przy czym zalecana jest dobra wentylacja wnętrza odbiornika.

Wykonanie mechaniczne odbiornika powinno być tak sztywne, jak to jest tylko możliwe. Chassis powinno być wykonane z blachy aluminiowej nie cieńszej niż 2 mm lub z blachy stalowej 1,5 mm. Zaletą blachy stalowej jest możność lutowania do niej elementów bezpośrednio, bez stosowania starannie przykręcanych końcówek lutowniczych. Dodatkowe usztywnienie chassis uzyskuje się przez stosowanie przegródek, służących jednocześnie za

ekrany między stopniami. Z oscylacjami mechanicznymi zespołu w.cz. walczy się, umieszczając go na oddzielnym subchassis, zamocowanym na właściwym chassis przez gumowe wsporniki i dobrze z nim elektrycznie połączonym.

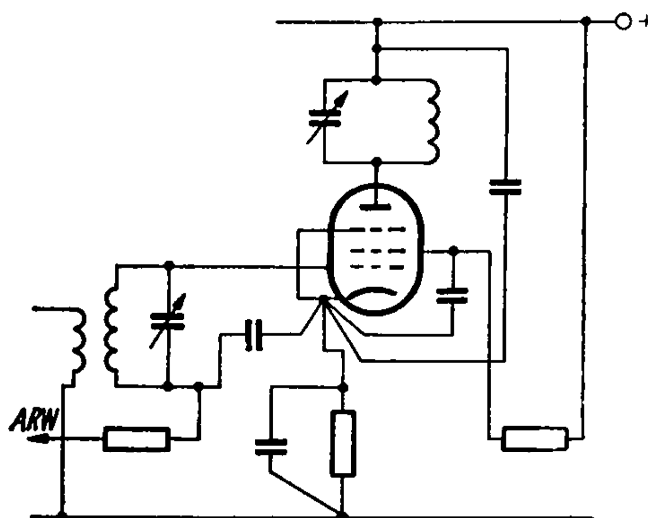
Przy stosowaniu spotykanej czasem eloksalowanej blachy Al należy zwrócić szczególną uwagę na dokładne usunięcie warstwy tlenku z miejsca, gdzie będą wykonywane uziemienia.

Duże znaczenie ma ekranowanie, zwłaszcza heterodyn i BFO. Często konieczne okazuje się ekranowanie nie tylko obwodów i lamp, lecz nawet całych stopni. W pozostałych stopniach wystarcza na ogół umieszczenie między nimi aluminiowej lub mosiężnej płytki o grubości 1 mm. Płytka musi być przymocowana sztywno do chassis i mieć dobry styk elektryczny.

W stopniach, w których odbywa się silne wzmacnianie sygnału, zwłaszcza w stopniach p.cz., obwody wejściowy i wyjściowy powinny być dobrze elektrycznie od siebie izolowane dla zapobieżenia sprzężeniom zwrotnym powodującym niestabilość i pogorszenie stosunku sygnału do szumu. Dotyczy to również wzmacniaczy w.cz., gdzie wzmocnienie jest co prawda małe, lecz mamy do czynienia z wielkimi częstotliwościami. Niektóre lampy, np. pentody w.cz., podwójne triody w.cz. i niektóre mieszacze mają wewnętrzne ekrany, co jednak nie zawsze wystarcza i zachodzi konieczność ekranowania lamp. Zwykle uziemia się środkową rurkę w podstawkach „noval" i „heptal". W pewnych przypadkach należy umieszczać dodatkowo ekran na podstawce lampowej tak, aby oddzielał siatkę pierwszą i katodę od pozostałych elektrod. Ekran taki trzeba np. stosować przy lampach EF 85 i EF 183 odznaczających się dość dużą pojemnością przejściową C_{as}, w przeciwnym razie układ „lubi" się wzbudzać, zwłaszcza wzmacniacz w.cz. z obwodami rezonansowymi w siatce i w anodzie. Stopnie w.cz. wskazane jest montować jak na rys. 1-58, co zmniejsza tendencje do sprzężeń zwrotnych.

Wykonanie odbiornika wyłącznie na pasma amatorskie jest znacznie łatwiejsze niż odbiornika pokrywającego cały zakres częstotliwości 3÷30 MHz w kilku podzakresach. Im mniej podzakresów, tym większe kłopoty ze współbieżnością obwodów, strojeniem, rozciąganiem zakresów amatorskich i stałością czułości w zakresie przestrajania. Wykonując odbiornik samodzielnie na-

leży wybierać wersję wyłącznie z pasmami amatorskimi i to najlepiej w układzie z przestrajaną pierwszą p.cz. i stałym pasmem przestrajania wynoszącym 500 kHz. Oczywiste zalety tego układu



Rys. 1-58. Sposób montażu wzmacniacza w cz.

przedstawiono w poprzednich rozdziałach. Dla ułatwienia skalowania dodaje się czasem dodatkowe pasmo, obejmujące 15 MHz (WWV, MSF).

Istnieje kilka sposobów zmiany cewek przy zmianie zakresów, a mianowicie:

1. Cewki wymienne, wstawiane w odpowiednią podstawkę.
2. Cewki przełączane odpowiednim przełącznikiem, a umieszczone na chassis.
3. Cewki umieszczone na przełączniku bębnowym.
4. Indywidualne zespoły cewek dla każdego pasma.

Zaletą *cewek wymiennych* jest uproszczenie układu, co kwalifikuje je przede wszystkim do pracy eksperymentalnej oraz w prostych odbiornikach, zwłaszcza przeznaczonych wyłącznie do nasłuchów. Cewki nawija się na możliwie małostratnych korpusach, umieszczonych np. na cokołach oktalowych od starych lamp. Główną wadą takiego rozwiązania jest niedogodność pracy z odbiornikiem, ponadto fakt, ze jedyną możliwość zmiany dostrojenia obwodu dają trymery — jeżeli wymiennych cewek nie umieszczono na korpusach przystosowanych do wkręcania rdzeni.

W rozwiązanu 2 — z cewkami przełączanymi — należy stosować przełączniki zwierające nie używane cewki do masy. Cewki

umieszcza się zwykle na chassis pod przełącznikiem — na odsuniętej od chassis płytce izolacyjnej — starając się, aby zarówno doprowadzenia od cewek do styków przełącznika, jak też doprowadzenia do przełącznika do podstawek lampowych były możliwie krótkie. Pożądane jest, aby płytki przełącznika były ceramiczne, choć zupełnie dobrze zachowują się płytki wykonane z dobrego bakelitu (np krajowe płytki przełączników POW i POS produkcji zakładu „Porad" w Gniewie) Według innej wersji rozwiązania 2 stosuje się przełączniki klawiszowe, które jednak narzucają często potrzebę zastosowania zbyt długich przewodów doprowadzających; stąd w układach odbiorników komunikacyjnych praktycznie ich się nie spotyka.

Przełączniki bębnowe są trudne do wykonania mechanicznego, lecz znacznie upraszczają układ elektryczny odbiornika. Pojemności rozproszone i sprzężenia indukcyjne są bardzo małe. Cewki są umieszczone na obrotowym bębnie ze stykami, wchodzącymi między dwa sprężynujące styki na stałej części przełącznika. Przy dobrym wykonaniu mechanicznym jest to doskonałe rozwiązanie (słynny z jakości jest bęben odbiornika „Torn Eb"), przy złym — z niezłego elektrycznie odbiornika powstaje tandeta, często nie do użytku (np. „Lambdy"). W warunkach amatorskich adaptuje się do tego celu telewizyjne przełączniki kanałów.

Indywidualne zespoły cewek dla każdego pasma spotyka się dość rzadko. Przedstawicielem grupy odbiorników z tego rodzaju rozwiązaniem jest rodzina odbiorników „HRO" firmy National Każdy odbiornik „HRO" jest wyposażony w komplet „szufladek" ze stykami, które przy zmianie zakresów wstawia się w odpowiedni otwór na przedniej płycie Wadą tego rozwiązania jest wysoki koszt, niewygodna zmiana zakresów oraz łatwość zagubienia takiego zespołu cewek.

Bardzo ważnym elementem odbiornika jest *napęd skali,* określający jego jakość przy odbiorze sygnałów SSB i cw. Napęd musi być płynny i bez luzów w przekładni. Przy założeniu pasma przestrajania 500 kHz i obrocie kondensatora strojeniowego o 180° do uzyskania 10 kHz na jeden obrót pokrętła potrzebna jest przekładnia 100 : 1. Taka przekładnia jest już zadowalająca, choć stosuje się także przekładnie nawet 2,5 kHz na jeden obrót pokrętła. Przy tak powolnym strojeniu stosuje się jednak przekładnie dwu-

biegowe, w których w razie konieczności szybkiego przestrojenia włącza się szybszy bieg Gałka strojenia powinna być możliwie duża, przynajmniej ∅ 50 mm

Użyte do budowy elementy powinny być dobrej jakości i rodzaju odpowiedniego dla danego zastosowania W obwodach rezonansowych należy stosować kondensatory mikowe lub ceramiczne o niewielkim ujemnym *współczynniku temperaturowym pojemności* *) Do blokad w części w cz należy stosować kondensatory ferroelektryczne płaskie („lizaki") typu KFP, w części p.cz. — kondensatory KFP i papierowe zalewane zywicą epoksydową. W części m cz równiez należy stosować kondensatory papierowe zalewane zywicą epoksydową (kondensatory styrofleksowe KSf i KSft mają często zły styk między wyprowadzeniem a jedną z okładzin, dając przez to nieprzyjemne skoki w sile głosu i barwie tonu) i kondensatory elektrolityczne dobrej jakości W miarę możliwości nalezy stosować oporniki MŁT, odznaczające się dobrą stabilnością i jakością, choć również wysoką ceną

1.4.2. Strojenie odbiorników

Uzyskanie dobrych wyników z odbiornika jest możliwe tylko przy jego właściwym zestrojeniu Do właściwego zestrojenia odbiornika wystarcza niewielkie wyposażenie — generator sygnałowy z modulacją, przyrząd uniwersalny z zakresem napięcia zmiennego i wkrętak niemagnetyczny Woltomierz włącza się na wyjściu odbiornika, tzn do cewki głośnika.

Strojenie wielostopniowego odbiornika bezpośredniego wzmocnienia jest nieskomplikowane Jezeli w odbiorniku jest użyty detektor z reakcją, jego obwód dostraja się do sygnału z generatora lub sygnału stacji, a występujące przed nim obwody dostraja się kolejno na maksimum sygnału Wzmocnienie w cz jest ustawione na maksimum, oczywiście gdy wzmacniacz w cz jest stabilny i nie oscyluje. Odbiornik można też dostroić z grubsza na maksimum szumów

Strojenie superheterodyny wymaga staranności, cierpliwości i dokładnej znajomości tego, co się robi Dokładność dostrojenia

---

*) Współczynnikiem temperaturowym pojemności nazywamy względną zmianę pojemności przy zmianie temperatury o 1°C

każdego obwodu zalezy od dostrojenia obwodu poprzednio strojonego. Podczas całego procesu strojenia wzmocnienie w.cz. odbiornika powinno być nastawione na maksimum, BFO wyłączone, a automatyka wyłączona lub zwarta. Jezeli sygnał wyjściowy odbiornika jest za duży, zmniejsza się go tylko wzmocnieniem m.cz.

Strojenie rozpoczyna się od zestrojenia ostatniego wzmacniacza p.cz. W przypadku wzmacniacza p.cz. bez filtru kwarcowego wyjście generatora z sygnałem modulowanym dołącza się do siatki ostatniego stopnia p cz przez małą pojemność (ok 500 pF). Generator dostraja się do środkowej częstotliwości filtru kwarcowego lub elektromechanicznego, jeżeli taki jest stosowany Rdzenie cewek filtru i trymery stroi się do uzyskania maksymalnego wychylenia miernika na wyjściu. Poniewaz jeden obwód wpływa tu na drugi i odwrotnie, strojenie wykonuje się dla obu obwodów kolejno kilka razy. Po zestrojeniu ostatniego obwodu wyjście generatora dołącza się do siatki lampy poprzedniego stopnia i zestraja przedostatni filtr p.cz W analogiczny sposób zestraja się pozostałe filtry p.cz.

Jeżeli wzmacniacz p.cz. zawiera filtr kwarcowy, strojenie odbywa się nieco inaczej Wyjście generatora dołącza się do siatki stopnia poprzedzającego filtr kwarcowy i przy włączonym filtrze znajduje się częstotliwość, na której sygnał wyjściowy jest maksymalny. Wszystkie filtry p.cz, poczynając od ostatniego, dostraja się teraz do tej częstotliwości. Inny sposób polega na wyłączeniu filtru i wstępnym zestrajaniu wzmacniacza p.cz. na mniej więcej częstotliwość kwarcu, po czym dopiero kwarc włącza się i postępuje jak wyżej. Oba te sposoby nadają się szczególnie do prostych jedno- i dwukwarcowych filtrów. Jezeli w odbiorniku znajduje się wielokwarcowy filtr o określonej charakterystyce lub filtr elektromechaniczny, generator dostraja się do środkowej częstotliwości filtru i pozostałe obwody dostraja się do tej częstotliwości. Jeżeli użyty filtr ma wąskie pasmo przenoszenia, częstotliwość modulująca musi być równa najwyzej połowie szerokości pasma filtru.

Lekko rozstrojone wzmacniacze p.cz. dostraja się łatwo na maksimum odbioru stacji lokalnej (zewrzeć lub wyłączyć ARW!) lub sygnału z kalibratora kwarcowego.

Przy strojeniu odbiorników produkcji fabrycznej wskazane jest korzystanie z instrukcji strojenia dla danego typu odbiornika.

Strojenie BFO polega na takim dostrojeniu jego obwodu, przy wchodzącej do niego połowie pojemności kondensatora strojenia BFO, aby dawało zero dudnień z sygnałem generatora bez modulacji, dostrojonego do częstotliwości pośredniej.

Strojenie obwodów w.cz. odbiornika służy do uzyskania współbieżności strojenia obwodów heterodyny i wejściowych, a w odbiornikach z podwójną przemianą i strojoną pierwszą p.cz. — współbiezności strojenia drugiej heterodyny i obwodów pierwszej p.cz. I tu wychodzi jedna z podstawowych zalet nowoczesnego układu z pierwszą p cz. przestrajaną w wąskim zakresie częstotliwości (zwykle 500 kHz): praktycznie nie ma problemów ze współbieżnością, występujących przy odbiornikach o szerokich zakresach. Problem ten był omawiany częściowo w p 1.2.2.6. W takim układzie w zupełności wystarcza uzyskanie współbieżności strojenia (tzn. stanu, w którym częstotliwość heterodyny jest oddalona dokładnie o częstotliwość pośrednią od częstotliwości dostrojenia drugiej p.cz.) w jednym tylko, środkowym punkcie zakresu przestrajania. Błędy dostrojenia na skrajach pasma nie wpływają w zauważalny sposób na parametry odbiornika, a wpływ ten jest tym mniejszy, im pierwsza p.cz. jest większa.

Praktycznie strojenie takie wykonuje się, podając na siatkę pierwszego mieszacza przez małą pojemność (ok. 500 pF) sygnał z generatora, dostrojonego na środek pasma przestrajania p.cz., tzn. np. dla pasma 5,0÷5,5 MHz generator nastawia się na 5,25 MHz. Rdzeniem (lub rdzeniami) cewek w układzie z rys 1-23, gdy układ I p.cz jest wykonany z filtrem pasmowym, dostraja się pierwszą p cz na maksimum wskazań miernika na wyjściu. W układzie z filtrem pasmowym kontroluje się ponadto płaskość charakterystyki przenoszenia. Sposób wykonywania filtrów pasmowych na w cz i ich strojenia podano na przykładzie wykonania konwertera w punkcie 1.7.2.2.

W odróżnieniu od strojenia odbiornika z ciągłym pokryciem zakresów, strojenie obwodów w cz. odbiornika amatorskiego jest zupełnie nieskomplikowane Obwody w.cz. są przestrajane w wąskim pasmie częstotliwości wynoszącym przeważnie 500 kHz, a w pasmie 28 MHz — 1 MHz Względna szerokość pasma jest niewielka,

a więc błędy dostrojenia przy zestrajaniu na środek pasma są minimalne. Selektywność samych obwodów na tak wielkich częstotliwościach jest niewielka i w niektórych rozwiązaniach w ogóle nie przestraja się obwodu anodowego wzmacniacza w.cz, pozostawiając go zestrojonym na środek pasma. Wejście jest na ogół strojone oddzielnym kondensatorem, co umożliwia właściwe dopasowanie anteny dla różnych pasm. Strojenie odbiorników z zakresem ciągłym jest bardziej skomplikowane i przypomina strojenie odbiorników radiofonicznych w trzech punktach skali na danym zakresie (rdzeniem cewki na mniejszych częstotliwościach, trymerem na większych, a w środku pasma zestrajanie na stałe „paddingiem").

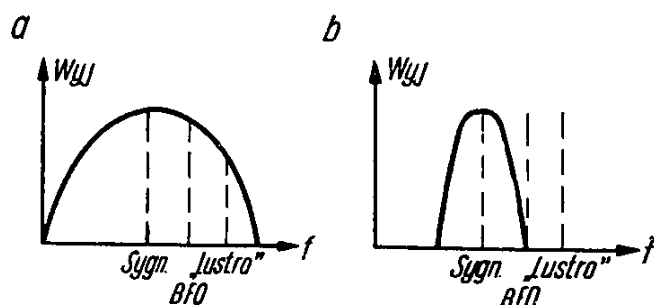
1.4.3. Konserwacja i wyszukiwanie uszkodzeń

Nie jest sprawą prostą stwierdzenie, czy posiadany odbiornik ma naprawdę wszystkie parametry „wyciągnięte" na maksimum, czy spełnia warunki techniczne, czy też nie. Przy nowym odbiorniku można założyć, że warunki techniczne są spełnione, lecz odbiornik stary może mieć parametry znacznie gorsze w wyniku starzenia się elementów, rozstrajania się obwodów, zużycia lamp itp. Zmiany parametrów następują powoli, niezauważalnie dla właściciela, który często jest skłonny przypisywać złe wyniki złym warunkom propagacji.

W wielostopniowym odbiorniku komunikacyjnym uszkodzenie jednego, a nawet dwóch stopni może objawić się w sposób ledwie zauważalny, gdyż odbiorniki takie mają znaczny zapas wzmocnienia. Zauważalne jest dopiero uszkodzenie w jednym ze wzmacniaczy w.cz., powodujące w razie niecałkowitego uszkodzenia lampy czy tranzystora znaczne pogorszenie się stosunku sygnału do szumu Przyczyna może leżeć np. w upływności kondensatorów blokujących lub sprzęgających Dobrą praktyką jest więc wymiana przy kapitalnym remoncie, wszystkich kondensatorów blokujących.

Selektywność odbiornika ocenia się najlepiej przy odbiorze telegrafii (rys 1-59). Jezeli selektywność odbiornika jest zła, przestrajając przy włączonym BFO odbiornik w okolicy częstotliwości sygnału, słyszy się ton dudnień z dwóch stron sygnału — z tym

jednak, ze po jednej stronie sygnału odbiór jest silniejszy, a z drugiej słabszy (tzw. „lustrzanka akustyczna"). Taki stan jest widoczny na rys. 1-59a. Przy dobrej selektywności odbiornika słychać tylko jeden silny ton dudnień (rys 1-59b).



Rys 1-59 Jednosygnałowy odbiór sygnałów telegraficznych
a — przy małej selektywności odbiornika, b — przy dużej selektywności odbiornika

Czułość odbiornika ocenia się „na ucho" w sposób następujący: z gniazda dobrze zaekranowanego odbiornika (wszystkie odbiorniki komunikacyjne są z zasady dobrze ekranowane i bez dołączonej anteny nie odbierają nic) wyjmuje się antenę, a zamiast niej włącza się opornik o oporności równej znamionowej oporności wejściowej odbiornika. Odbiornik włącza się na najwyższy zakres, a jego obwód wejściowy dostraja się trymerem antenowym do rezonansu. Jeżeli w pewnym położeniu tego trymera szum wzrasta, odbiornik ma dobrą czułość.

Zużycie lamp określa się na ogół przez podstawienie na ich miejsce dobrych, nowych egzemplarzy, bardzo jednak wskazane jest zmierzenie parametrów starych lamp na mierniku charakterystyk (nie na próbniku, taki pomiar niewiele daje). Wymiana lampy na nową nie zawsze daje zauwazalną poprawę, gdyż zdarza się, że nowa lampa o nieco różniących się od poprzedniej pojemnościach rozstraja obwód. Dobre wyniki daje systematyczny (np. co pół roku) pomiar napięć na elektrodach za pomocą miernika zawsze o tych samych zakresach i oporności wewnętrznej nie mniejszej od 10 kΩ/V. Wyniki pomiarów zapisuje się, porównując je z poprzednimi. Zmierzone wielkości powinny znajdować się w granicach ±20% wartości podawanych przez wytwórcę, przy czym większa zmiana niekoniecznie wskazuje na zmianę pa-

rametrów lampy, lecz także na możliwość uszkodzenia któregokolwiek ze związanych z nią elementów.

Najtrudniejsze do usunięcia są uszkodzenia występujące okresowo — odbiornik zmienia skokowo czułość, stosunek sygnału do szumu, siłę głosu. W tych przypadkach należy „podejrzewać" przede wszystkim przełączniki zakresów (złe styki — przemyć benzyną lub czterochlorkiem węgla, lecz nie używać do tego trójchloroetylenu), potencjometry, zimne lutowania w torze sygnału lub ARW, czasem lampy i tranzystory. Remont sprowadza się praktycznie do kolejnej zmiany podejrzanych elementów, działając zgodnie ze zdrowym rozsądkiem i prawem Ohma.

Po kilku latach nieprzerwanej pracy lub nieuzywania odbiornika wymaga on dostrojenia. Często zdarza się też, że odbiornik wymaga dostrojenia po wymianie jednej lub kilku lamp. Każdy odbiornik wycofany z pracy w innej służbie i przekazany amatorom należy uważać za wymagający zestrojenia. Dostrajanie odbiornika można przeprowadzić dwoma sposobami:

a) korzystając z dobrego generatora sygnałowego, wskaźnika sygnału wyjściowego i kompletu niemagnetycznych narzędzi do strojenia, jak to podano uprzednio;

b) zestrajając odbiornik na pasmach amatorskich na maksymalną siłę odbieranego sygnału (najlepiej wybierać jakiekolwiek sygnały w pasmie, np. stacji dalekopisowych — RTTY). Wskaźnikiem dobrego dostrojenia może być tez maksimum poziomu szumów.

1.5. Modyfikacja i urządzenia uzupełniające dla odbiorników komunikacyjnych starego typu oraz odbiorników radiofonicznych

1.5.1. Zagadnienia ogólne

Przeważającą większość odbiorników stosowanych w krajowych radiostacjach amatorskich stanowią stare odbiorniki, wycofane z innych służb. Są one na ogół pochodzenia radzieckiego (US-9, US-P, RSI-6M1, 10 RT, KWM, A7B), częściowo czechosłowackiego (Lambda), amerykańskiego (SX-28, AR-88, BC-312 i BC-348), oraz

niemieckiego (RFT 188, Torn Eb, EZ 6, E10aK, KWE „a"). Spotyka się również niewielkie ilości odbiorników produkowanych w innych krajach, głównie w Anglii i Szwecji. Pozostałą część eksploatowanych odbiorników stanowi dość duża liczba odbiorników radiofonicznych, stosowanych niejako przymusowo ze względu na trudności nabycia odbiorników typu komunikacyjnego.

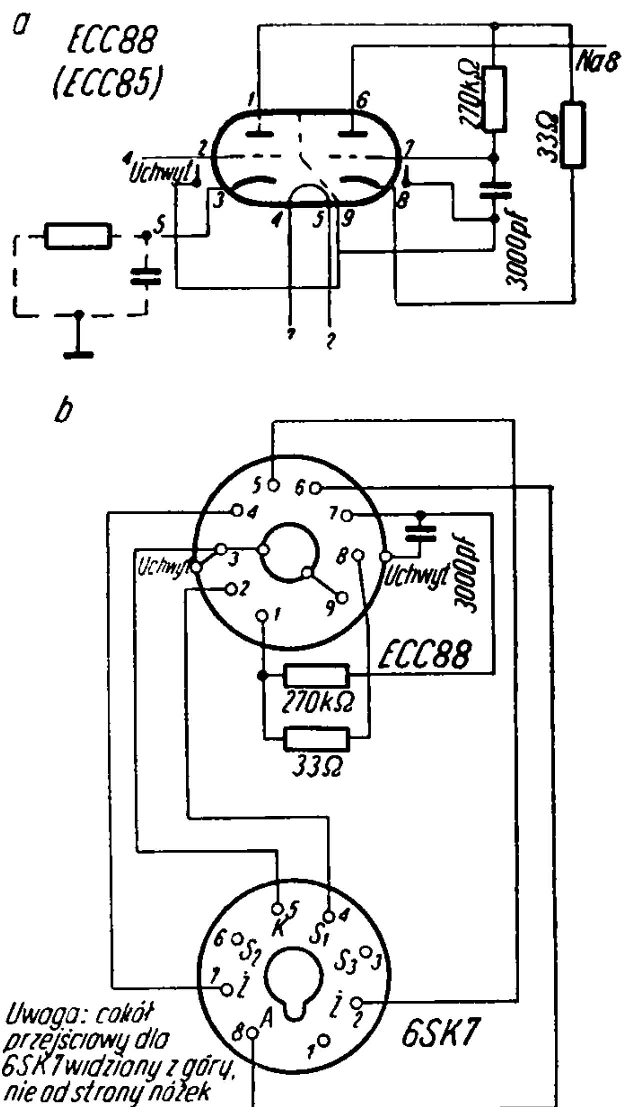
Najogólniej, odbiorniki „demobilowe", zwłaszcza starych typów, mają trzy główne wady: niską czułość, złą selektywność oraz zajmowanie przez pasma amatorskie bardzo wąskich pasm na skali (krytyczne strojenie) lub też brak wyższych pasm, zwłaszcza 21 i 28 MHz. Wadami o mniejszym znaczeniu są np.: słabe tłumienie sygnałów lustrzanych, nie przestrajane BFO, nie najlepiej rozwiązana jakaś część układu lub regulacja któregoś parametru, brak S-metra, regulacji wzmocnienia w.cz., indywidualnego dostrajania wejścia, niestabilność heterodyn itp. Na większość tych wad istnieją jednak środki zaradcze, działające mniej lub bardziej skutecznie..

1.5.2. Polepszanie czułości

Stosuje się dwa podstawowe sposoby polepszania czułości odbiornika, a mianowicie zamianę pierwszej lampy wzmacniacza w.cz. na lampę o większym nachyleniu i mniejszych szumach własnych oraz instalowanie dodatkowego wzmacniacza w.cz. przed odbiornikiem (preselektora). W odbiorniku „Lambda II" wystarcza niewielka tylko przeróbka układu wejściowego.

Przy zmianie typu lampy układ wejściowy odbiornika zostawia się na ogół bez zmiany, z ewentualnym dobraniem warunków pracy dla nowej lampy, co sprowadza się do dobrania opornika katodowego R_k i układu zasilania ekranu. Dodatkowym wymaganiem jest dostrojenie obwodów współpracujących z nową lampą. Na ogół zamienia się pentodę na pentodę, zwykle metodą wymiany podstawki lampowej przy przejściu na typ nowoczesny lub też tylko przez przemontowanie doprowadzeń przy przejściu z oktalu na oktal (np. przy zamianie lampy 6K7 w odbiorniku US-P na 6K4 lub 6SG7 o czterokrotnie większym nachyleniu). Czasem stosuje się zamianę pentody na wzmacniacz kaskodowy na podwójnej triodzie, montując zwykle całą kaskodę w postaci wtyku pa-

sującego do podstawki wymienionej lampy. Przykład takiej wymiennej kaskody podano na rys. 1-60. Jak widać, liczba dodatkowych elementów jest minimalna — dwa oporniki, jeden kondensator, jeden cokół oktalowy od starej lampy i jedna podstawka „noval" z metalowym uchwytem dla ekranu. Podstawkę „noval" montuje się wraz z dodatkowymi elementami w cokole oktalowym, izolując odpowiednio przewody i elementy, aby nie było zwarć. Metalowy uchwyt ekranu służy jako uziemienie. Jeżeli gotowy wzmacniacz ma tendencję do wzbudzania się, w doprowadzeniu siatki i anody należy włączyć pod oryginalną podstawką oporniki po ok. 100 Ω blisko przy końcówkach.

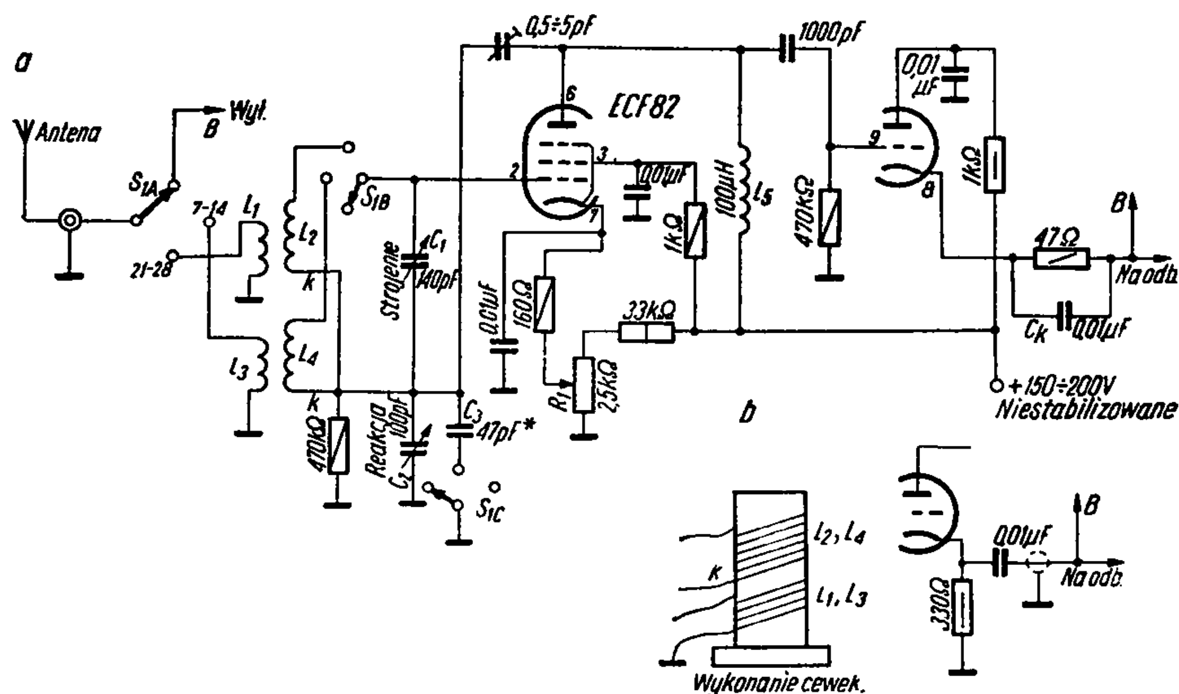


Rys. 1-60. Kaskodowy wzmacniacz w.cz. przeznaczony do wtykania na miejsce pentody wzmacniacza w.cz.

a — układ elektryczny, b — połączenia w cokole przejściowym z 6SK7 na ECC 88

Schemat lampowego preselektora pokazano na rys. 1-61. To nieskomplikowane urządzenie można dołączyć przed każdym odbiornikiem bez zmiany jego układu. Im odbiornik jest gorszy na wyższych pasmach, tym większy zysk daje preselektor. Stosowanie preselektora do bardzo dobrych odbiorników mija się z celem, a nawet może pogorszyć jego własności, głównie odporność na modulację skrośną. Pentoda lampy ECF 82 pracuje tu jako wzmacniacz w.cz. z reakcją, co polepsza selektywność i czułość. Jak widać ze schematu, pentoda pracuje jako zneutralizowany wzmacniacz w.cz., którego wyprowadzenie ze stanu równowagi zwiększa tendencje wzmacniacza do wpadania w oscylacje, odtłumiając przy tym obwód

wejściowy. Pojemność C_2 określa wielkość odtłumiania, a kondensator C_1 z izolowanym rotorem służy do przestrajania preselektora. W jednym z położeń przełącznika S_1 preselektor jest odłączany od odbiornika, a sygnał z anteny idzie bezpośrednio na wejście antenowe odbiornika.



Rys. 1-61. Preselektor lampowy
a — układ podstawowy, b — inne wykonanie wyjścia preselektora

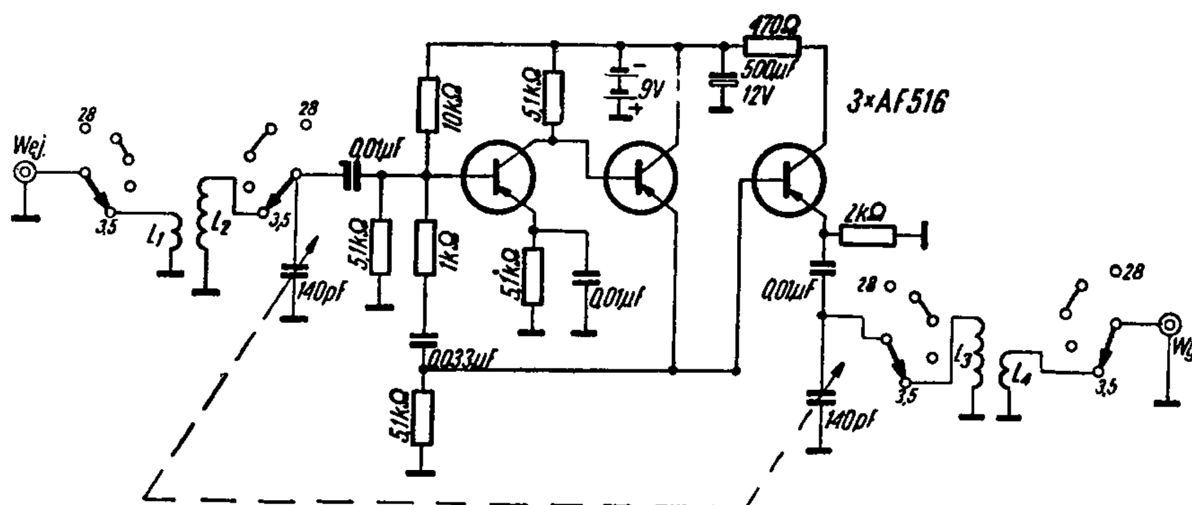
Wszystkie cewki są wykonane na korpusie o średnicy 19 mm drutem DNE 0,8 mm, skok uzwojenia (odległość osi dwóch sąsiednich zwojów) — 1,5 mm. L_1 — 2 zwoje, L_2 — 5 zwojów, L_3 — 7 zwojów, L_4 — 19 zwojów. L_5 jest dławikiem w.cz. 100 µH lub cewką o podobnej indukcyjności. Odległość cewek sprzęgających L_1 i L_3 od cewek obwodów L_2 i L_4 dobiera się (zależnie od używanej anteny) na najsilniejszy odbiór, zaczynając od położenia wyjściowego odpowiadającego wzajemnej odległości cewek 3 mm. Wskazane jest zapewnienie możliwości przesuwania cewek sprzęgających po korpusie.

Uruchamianie preselektora odbywa się w sposób następujący. Po sprawdzeniu prawidłowości montażu do wejścia antenowego wtyka się antenę, a gniazdo wyjściowe łączy się z wejściem antenowym odbiornika. (Uwaga: upewnić się przedtem, czy istnieje bezpośrednie przejście dla prądu stałego między wejściem ante-

nowym odbiornika a jego masą, sprawdzając to omomierzem. W większości odbiorników komunikacyjnych takie przejście istnieje. Jeżeli przejścia nie ma, należy zmienić układ wtórnika jak pokazano na rys. 1-61b). Po włączeniu BFO odbiornika dostrojonego do 28 MHz przełącznik S_1 włącza się w położenie „wyłączony". Następnie S_1 przełącza się na zakres 21÷28 MHz, wzmocnienie ustawia się na maksimum i stroi kondensatorem C_1 („strojenie") do usłyszenia głośnego, chrapliwego sygnału z odbiornika, co wskazuje na oscylacje układu. Jeżeli sygnału tego nie słychać, kondensator C_2 ustawia się na minimalną pojemność i znów stroi się C_1. Jeżeli i teraz nie słychać oscylacji, trzeba zmienić pojemność trymera neutralizującego C_4. Po znalezieniu punktu występowania oscylacji kondensator C_2 ustawia się na minimalną pojemność i reguluje C_4 tak, aby preselektor oscylował tylko przy minimalnej pojemności C_2, a każde jej zwiększenie zrywało drgania. Odbiornik przełącza się teraz na pasmo 21 MHz i kondensatorem C_1 dostaraja się do maksimum słyszanych sygnałów, co wymaga jednocześnie zwiększenia pojemności C_2.

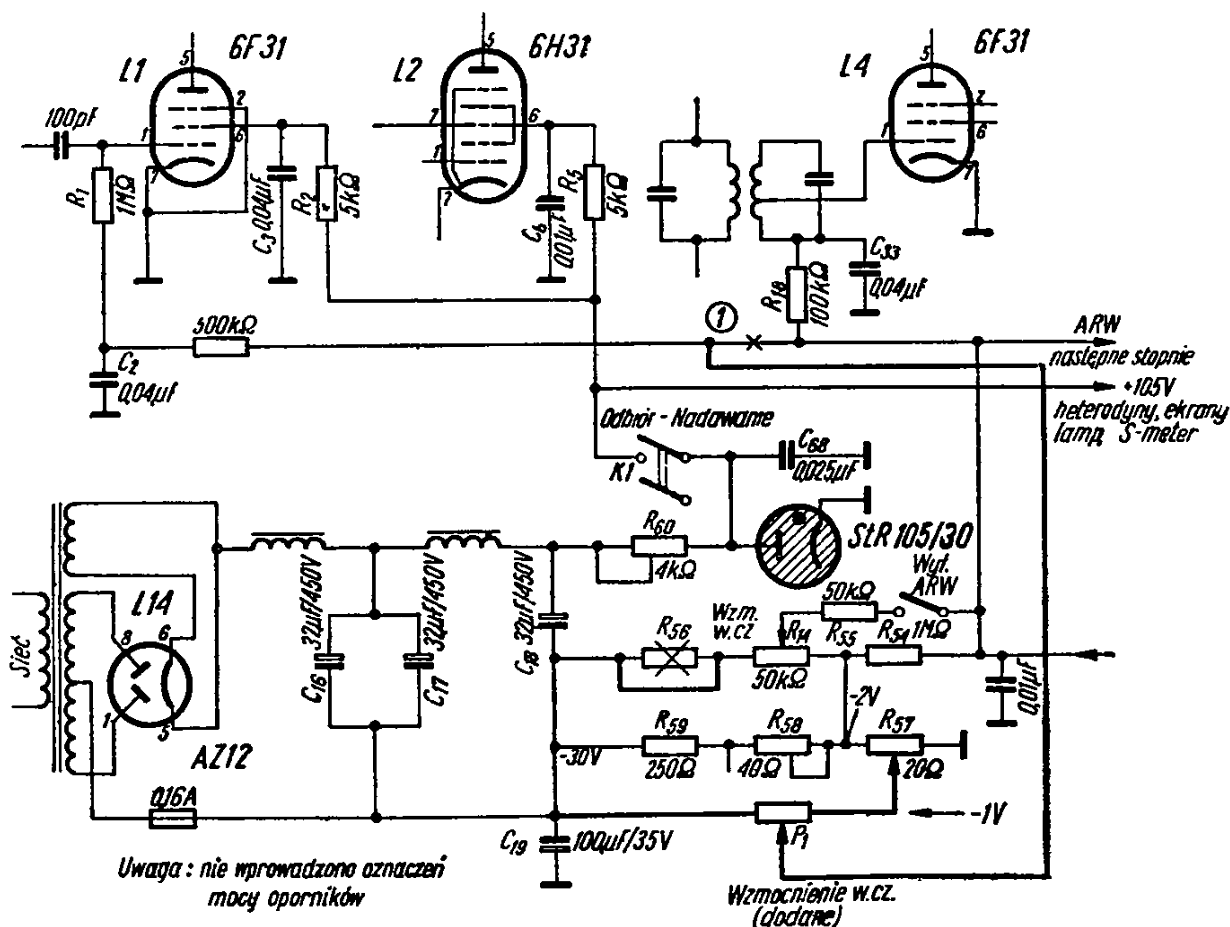
W analogiczny sposób sprawdza się własności preselektora na zakresie 7÷14 MHz. Jeżeli na obu zakresach nie daje się uzyskać stanu oscylacji przy minimum pojemności C_2, należy odpowiednio dobrać pojemność C_3.

Wszystkie kondensatory blokujące powinny być ceramiczne KFP z wyjątkiem C_K, który powinien być mikowy. C_4 jest trymerem powietrznym lub ceramicznym.



Rys. 1-62. Preselektor tranzystorowy

Na rysunku 1-62 przedstawiono tranzystorowy układ preselektora, w którym mogą pracować dowolne tranzystory w.cz. o f_T rzędu 100 MHz i wyżej. Wskazane jest stosowanie egzemplarzy o możliwie dużych h_{21E}. Obwody rezonansowe nie są krytyczne, ważne jest jednak zapewnienie dobrej izolacji wejścia od wyjścia. Uzwojenia L_2 i L_3 są nawinięte na korpusach ⌀ 25 mm drutem miedzianym srebrzonym ⌀ 0,5 mm (w razie jego braku można użyć DNE). Wskazane jest stosowanie korpusów ceramicznych. Cewki L_2 i L_3 mają następujące liczby zwojów: 3,5 MHz — 36 zw., długość uzwojenia 29 mm, 7 MHz — 23 zw., długość uzwojenia 18 mm, 14 MHz i 21 MHz — 14 zw., długość uzwojenia 12 mm, 28 MHz — 4 zw., długość uzwojenia 3÷4 mm. Cewki sprzęgające L_1 i L_4 — po 2 zwoje DNE 1,0 mm od strony uziemionego („zimnego") końca cewek L_2 i L_3 dla 14 — 21 — 28 MHz i po 3 zwoje jw. dla pozostałych pasm. Liczbę zwojów L_1 i L_4 można dobierać zależnie od używanej do odbioru anteny.



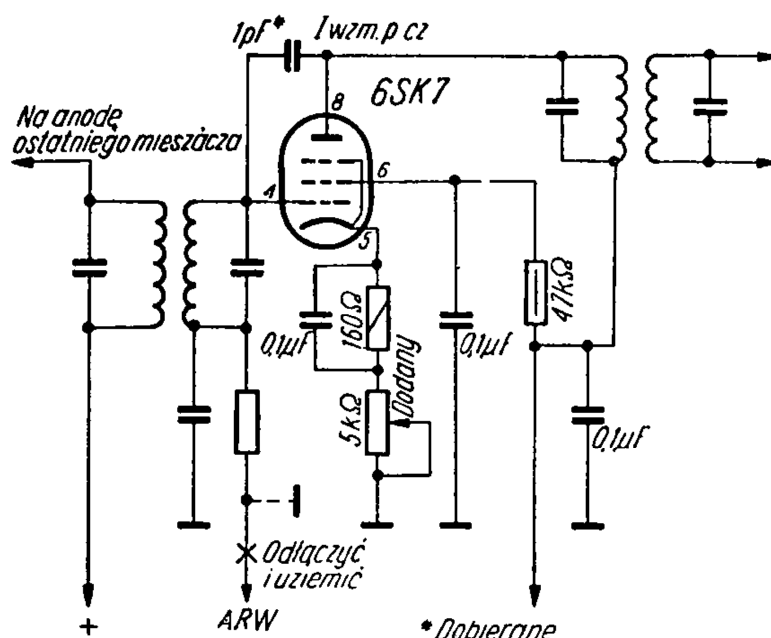
Rys. 1-63. Przeróbka układu wejściowego odbiornika „Lambda 550 000" („Lambda II"). Grubą linią oznaczono zmiany względem układu oryginalnego

Sposób przeróbki stopnia wejściowego odbiornika komunikacyjnego zilustrowano na przykładzie przeróbki wejścia odbiornika „Lambda 550 000". W oryginalnym układzie odbiornika lampa *L1* wzmacniacza w.cz. pracuje w warunkach sprawiających wrażenie, że dobierano je na minimum wzmocnienia i maksimum szumów, a jej nachylenie w normalnych warunkach pracy odbiornika wynosi 0,1÷1,0 mA/V. Znamionowe nachylenie tej lampy wynosi 4,3 mA/V. W celu zwiększenia nachylenia *L1* jej siatkę odłącza się od układu ARW (punkt 1), instalując w zamian oddzielny potencjometr regulacji wzmocnienia P_1. Aby nie przeciążyć lampy, w połowie długości opornika ogólnego minusa R_{57} (oznaczenie wg schematu fabrycznego) instaluje się odczep lub w razie trudności, opornik ten wymienia się na opornik 20 Ω z odczepem. Napięcie między odczepem a masą powinno wynosić −1 V. Przy przejściu na nadawanie oryginalny wyłącznik odbiór-nadawanie wyłącza stałe napięcie +85 V z ekranów *L1* i *L2*, co najszczęśliwszym rozwiązaniem nie jest, zwłaszcza że napięcie to jest za niskie dla normalnej pracy tych lamp. Dlatego też zamiast R_{61} wstawia się miniaturowy stabilizator jarzeniowy StR 105/30, z którego, oprócz ekranów lamp *L1* i *L2*, można zasilać anody obu heterodyn i BFO, co radykalnie poprawia stabilność pracy odbiornika. Znacznie lepszym rozwiązaniem jest przeniesienie na ten wyłącznik napięcia −30 V z obwodu ogólnego minusa i podawanie go na siatkę *L1* (w położeniu „nadawanie").

1.5.3. Polepszanie selektywności

Polepszanie selektywności uzyskuje się na ogół przez dodanie mnożnika dobroci. Jeżeli w odbiorniku jest bardzo ciasno, stosuje się dołączany z zewnątrz Q-x'er z rys. 1-33. Jeżeli jest tam trochę miejsca, instaluje się układ z rys. 1-36 lub 1-34. Gdy stosowany odbiornik ma niską p.cz. — ok. 100 kHz — należy raczej stosować filtr mostkowy z rys. 1-37. Przy mniejszych wymaganiach odnośnie selektywności wytarcza „Q-x'er dla ubogich" lub inna jego wersja pokazana na rys. 1-64. Przeróbka układu zwykłego wzmacniacza w.cz. polega na zastąpieniu układu automatycznego minusa w katodzie potencjometrem, odłączeniu ARW od stopnia i sprzęgnięciu małą pojemnością (ok. 1 pF) siatki lampy

z anodą. Tworzy się w ten sposób układ Kühn-Hutha, który przy pewnym nachyleniu lampy zaczyna oscylować. Nachylenie lampy reguluje się potencjometrem w katodzie. Jeżeli przy pojemności



Rys. 1-64. Inna wersja „Q-x'era dla ubogich"

sprzęgającej siatkę z anodą układ nie wpada w oscylacje nawet przy minimalnej oporności potencjometru, należy nieco przestroić w dół obwód filtru w siatce wzmacniacza.

Rzadziej stosuje się dodawanie filtru kwarcowego, chyba że w odbiorniku istnieje odpowiednio dużo miejsca. Dobre wyniki daje już filtr jednokwarcowy z kondensatorem fazującym, dla odbioru SSB — oczywiście filtr McCoya.

1.5.4. Poszerzanie szerokości pasm amatorskich na skali odbiornika

W odbiornikach komunikacyjnych starego typu pokrywających cały zakres częstotliwości KF (np. AR-88) pasma amatorskie zajmują bardzo wąskie wycinki skal — czasem nawet tylko po kilka milimetrów. Rozszerzenie pasm amatorskich jest kłopotliwe, ponieważ wymaga zainstalowania, równolegle do agregatu kondensatorów strojeniowych, drugiego agregatu kondensatorów o małej pojemności (rzędu 15 pF) wyposażonego również w przekładnię, która ponadto musi mieć małe rozmiary. W odbiorniku Halli-

crafters SX-28 taki agregat jest zainstalowany na stałe, przy czym odbiornik jest wyposażony w dodatkową skalę z rozciągniętymi pasmami amatorskimi, choć oczywiście układ precyzyjnego strojenia działa w każdym punkcie skali głównej. Przy prostych odbiornikach z jednym wzmacniaczem w.cz. sprawa przedstawia się łatwiej, gdyż na ogół wystarcza zainstalowanie małego kondensatora zmiennego równolegle do sekcji heterodynowej głównego agregatu.

Znaczne rozszerzenie zajmowanych na skali odbiornika pasm uzyskuje się przez zastosowanie konwerterów, czyli układów mieszaczy z kwarcową heterodyną, „przenoszących" pasma amatorskie do niższego zakresu częstotliwości, co jest związane ze względnym rozszerzeniem się pasma. Układy konwerterów są podane w rozdz. 1.7. Konwertery umożliwiają uzyskanie wyższych pasm amatorskich wtedy, gdy główny odbiornik pokrywa tylko niższe pasma (np. US-9 z pasmami 3,5 — 7 — 14 MHz), gdy pasma te są na skali bardzo wąskie (BC 1004) lub też gdy umożliwiają w ogóle odbiór na pasmach amatorskich przy użyciu odbiorników o małej p.cz. Na przykład odbiornik US-P o p.cz. 112 kHz na zakresie 5, gdzie znajduje się pasmo 7 MHz, zupełnie nie tłumi sygnałów lustrzanych na przesłuchiwanym pasmie — słychać często olbrzymi QRM, którego w rzeczywistości tam nie ma. Stosując do tego odbiornika pięciopasmowy, nawet prosty konwerter, przy odpowiednim doborze kwarców, wszystkie pasma amatorskie przenosi się na zakres 1÷2 MHz, gdzie tłumienie sygnałów lustrzanych jest już do przyjęcia. W ten sposób powstaje zupełnie niezły super z podwójną przemianą, zwłaszcza po wprowadzeniu niewielkich modyfikacji, jak np. dodanie przestrajania BFO i zlikwidowanie „opóźnienia detekcji" (2). Ciasnota panująca w odbiorniku utrudnia wprowadzanie szerszych modyfikacji (np. filtr mostkowy typu „T", dostrajanie wejścia itp.), które są możliwe dopiero przy wyposażeniu go w inną, większą skrzynkę.

1.5.5. Odbiorniki radiofoniczne

1.5.5.1. Wady odbiorników radiofonicznych

Niewiele daje się uzyskać z odbiorników radiofonicznych. Ich głównymi wadami są:

1. Brak szczelnego ekranowania całego układu. Nawet bez anteny odbiornik odbiera z dużą siłą wiele stacji na wszystkich zakresach, co stawia pod znakiem zapytania celowość stosowania konwerterów. Jeżeli odbiornik jest wyposażony w antenę ferrytową dla fal średnich (a jest to jedyny zakres, który wchodziłby w rachubę jako przestrajana pierwsza p.cz.), sprawa jest zupełnie beznadziejna.

2. W krajowych odbiornikach zakresy (zakres) fal krótkich obejmują tylko pasma 7 i 14 MHz.

3. Pasma amatorskie KF są bardzo wąskie; ich rozszerzanie jest możliwe przez dodanie pojedynczego kondensatora strojeniowego ok. 15 pF równolegle do sekcji heterodynowej agregatu kondensatorów.

4. Tłumienie sygnałów lustrzanych jest bardzo słabe. Wynosi ono 12÷8 dB na pasmie 14 MHz. Na pasmach amatorskich słychać silne sygnały położonych obok nich stacji radiofonicznych, całkowicie zagłuszające słabe sygnały stacji amatorskich.

5. Źle współpracują z nadajnikami. Nawet zwarcie gniazda antenowego na masę nie zapobiega przeciążeniu odbiornika (przyczyną jest brak ekranowania układu).

6. Brak BFO. Jest to jedyna wada, którą usuwa się stosunkowo łatwo, zwłaszcza jeśli odbiornik ma elektronowy wskaźnik dostrojenia („magiczne oko").

7. Mała czułość, rzadko większa niż 20 μV, a zwykle ok. 50 μV w nowym odbiorniku III kl.

8. Słaba selektywność (ok. 30 dB dla dostrojenia o 9 kHz na falach średnich). Nieco pomoże tu prosty Q-x'er.

9. Bardzo zła stabilność heterodyny w funkcji wszystkich czynników — trudności w odbiorze SSB i cw.

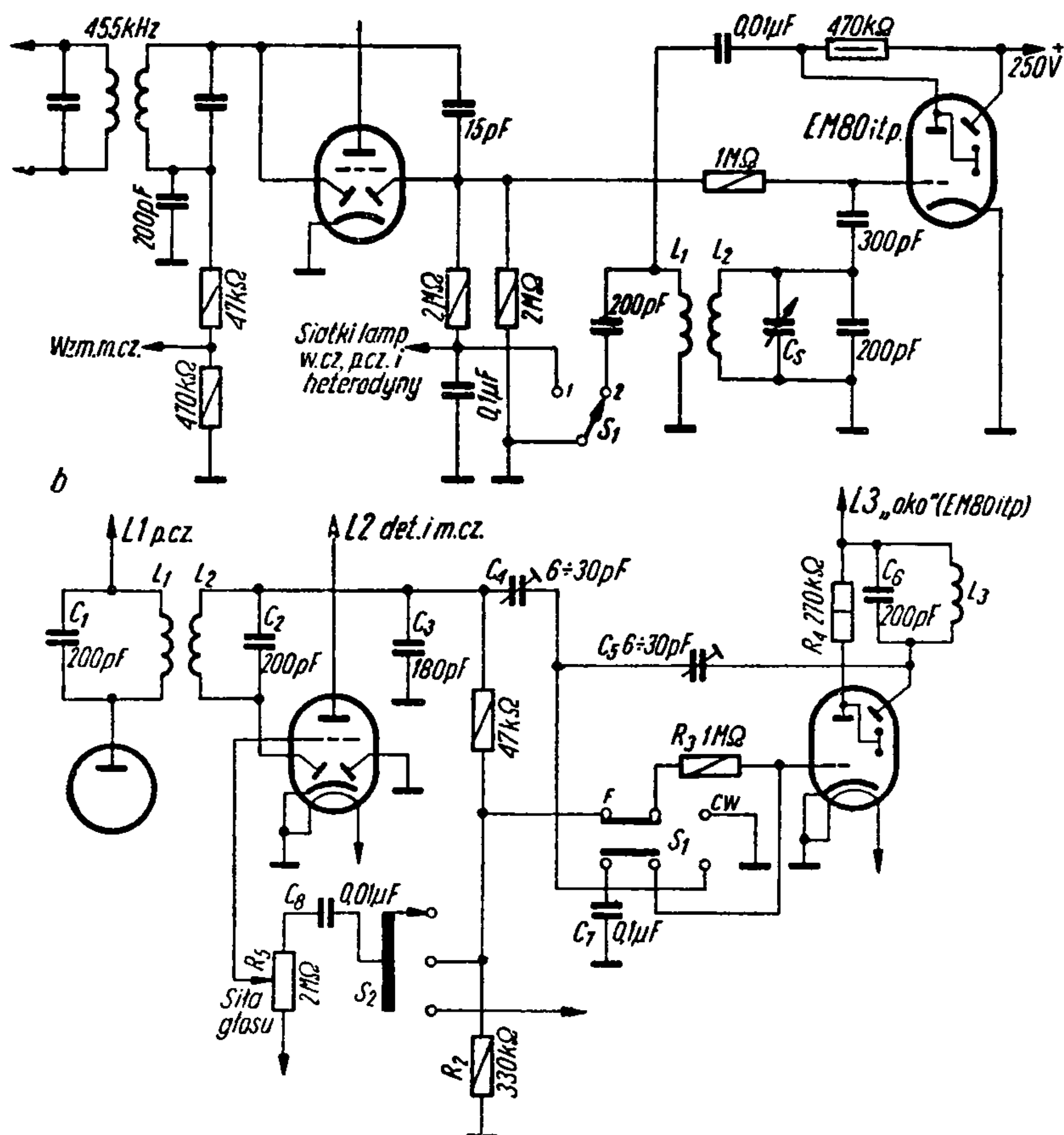
10. Częste występowanie luzów w napędzie linkowym skali.

11. Brak możliwości samokontroli częstotliwości nawet przy użyciu kalibratora kwarcowego — wąskie zakresy, niepewne strojenie, rzadkie i nieprecyzyjne skalowanie odbiornika.

Reasumując, odbiornik radiofoniczny nadaje się tylko do nasłuchów stacji AM. Nawet dobry odbiornik radiofoniczny zastosowany w stacji amatorskiej jest o kilka klas gorszy od odbiornika komunikacyjnego uważanego za zły.

1.5.5.2. Układy przeróbki „oka" na BFO

Elektronowy wskaźnik strojenia tzw. „oko" można wykorzystać do wykonania BFO bez konieczności jego przenoszenia na inne miejsce. Do wykonania BFO jest potrzebny jeden dodatkowy filtr p.cz., włączony jak na rys. 1-65a. W obwodzie filtru włączonym



Rys. 1-65. Układy przeróbki „oka magicznego" na BFO
a — układ z przerobionym filtrem pasmowym, b — układ z pojedynczym obwodem rezonansowym

w anodzie „oka" odłącza się kondensator od masy, łącząc go z dowolnym przełącznikiem jak na rysunku. Liczba zwojów cewki służącej teraz jako sprzęgająca jest na ogół nieco za duża i odwi-

nięcie ok. połowy jej zwojów jest celowe, choć niekonieczne. Równolegle do obwodu siatkowego włącza się trymer powietrzny C_s ok. 15 pF max, służący do strojenia BFO przy odbiorze, po czym obwód ten dostraja się (przy przełączniku S_1 w położeniu *1*) na zero dudnień ze stacją lokalną. Odbiornik powinien być wtedy dostrojony dokładnie do częstotliwości stacji lokalnej, a trymer strojenia BFO powinien być nastawiony na połowę pojemności. W położeniu *2* przełącznika S_1 BFO wyłącza się, a układ działa jako wskaźnik dostrojenia.

Inny układ przeróbki „oka" na BFO przedstawiono na rys. 1-65b. Przy odbiorze stacji radiofonicznych opornik R_3 łączy się z obciążeniem detektora R_2 i „oko" pracuje jako wskaźnik dostrojenia w jego normalnym układzie pracy.

Przy odbiorze sygnałów cw opornik R_3 zostaje uziemiony, a jednocześnie siatka „oka" zostaje połączona z trymerami C_4 i C_5. BFO zestraja się na stałe rdzeniem cewki L_3 (obwód L_3C_3 jest zwykłym pojedynczym obwodem filtru p.cz.) tak, aby wystąpiły oscylacje o ok. 1000 Hz powyżej p.cz. Dla wykonania strojonego BFO należy równolegle do kondensatora C_6 dołączyć powietrzny trymer 15 pF z wyprowadzoną na zewnątrz osią.

Optymalne sprzężenie BFO z detektorem dobiera się trymerem C_4, a sprzężenie zwrotne — trymerem C_5.

Włączenie obwodu L_3C_6 zupełnie nie wpływa na pracę „oka" przy odbiorze stacji radiofonicznych. Przy montażu dodatkowych elementów kondensator C_4 należy umieszczać możliwie blisko obwodu L_2C_2, a C_5 — możliwie blisko L_3C_6. Przewód idący od siatki *L3* do przełącznika S_1 powinien być ekranowany, a opornik R_3 powinien znajdować się w pobliżu przełącznika.

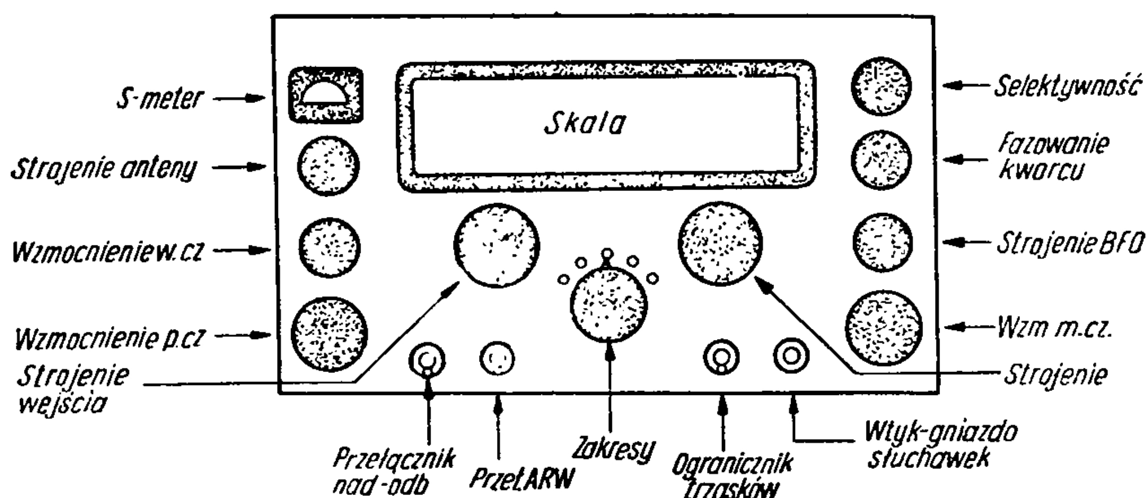
1.6. Prowadzenie nasłuchu na odbiorniku KF w pasmach amatorskich

1.6.1. Zagadnienia ogólne

Uzyskanie od odbiornika wszystkiego, co może on dać, wymaga przestrzegania podstawowych reguł nasłuchu wynikających z konstrukcji odbiornika oraz pewnego obycia z danym egzemplarzem.

Trudno znaleźć dwa dokładnie takie same odbiorniki — to są prawdziwe „indywidualności!"

Jeżeli posiadany odbiornik nie ma dostatecznie rozciągniętych pasm, należy wytrenować umiejętność bardzo powolnego, „czujnego" i delikatnego dostrajania do słabych sygnałów, zwłaszcza



Rys. 1-66. Przykładowy układ organów strojenia i regulacji odbiornika komunikacyjnego

telegraficznych. Raz usłyszanego słabego sygnału nie wolno zgubić, gdyż przeważnie już się go z powrotem nie znajduje. Słysząc słaby sygnał należy bardzo powoli, skupiając całą uwagę na zmianach tonu, stroić na maksymalną siłę odbioru. Ważna jest przy tym umiejętność „włączenia się" tylko na odbierany sygnał, bez zwracania uwagi na silne nawet sygnały zakłócające.

Większość odbiorników jest wyposażona w oddzielne potencjometry do regulacji wzmocnienia w.cz., p.cz. i m.cz., których ustawienie decyduje o możliwości odbioru słabych sygnałów. Jeżeli np. nastawienie wzmacniacza w.cz. jest bliskie minimum, a pozostałych organów — bliskie maksimum, większość wzmocnienia uzyskuje się po pierwszym mieszaczu, czyli najsilniejszemu wzmocnieniu ulegnie wytwarzany przez ten mieszacz szum. Jeżeli wzmocnienie w.cz. jest ustawione zawsze na maksimum, stosunek sygnału do szumu będzie optymalny, ale wystąpi silna modulacja skrośna przy silnych sygnałach. Na ogół więc wzmocnienie m.cz. ustawia się mniej więcej na połowę, wzmocnienie w.cz. — na ok. 75%, a poziom sygnału reguluje się wzmocnieniem

p.cz. W sąsiedztwie silnych sygnałów wzmocnienie w.cz. obniża się. Dla zwiększenia efektywności działania BFO przy odbiorze sygnałów cw i SSB daje się niewielkie wzmocnienie w.cz. i p.cz. Przy odbiorze sygnałów AM z włączoną ARW wzmocnienie w.cz. ustawia się w okolicy maksimum, a siłę głosu reguluje się wzmocnieniem m.cz.

Jeżeli odbiornik ma tylko regulacje wzmocnień w.cz i m.cz., przy odbiorze cw i SSB wzmocnienie m.cz. ustawia się na maksimum, a siłę głosu reguluje się wzmocnieniem w.cz.

Po każdym włączeniu się na pasmo należy kondensatorem dostrojenia anteny dostroić wejście odbiornika na maksimum szumu i sygnału. Dostrojenie to nie wymaga zmiany przy przestrajaniu odbiornika w ramach danego pasma.

Większość odbiorników produkcji fabrycznej ma impedancję wejściową ok. 75 Ω lub ok. 400 Ω. W razie różnic impedancji anteny i odbiornika wskazane jest stosowanie układów dopasowujących. Jeżeli odbiornik współpracuje z nadajnikiem, wejście antenowe włącza się po filtrze typu Π do anody wzmacniacza mocy tx-a, przez odpowiedni układ zabezpieczający — przekaźnikowy lub elektroniczny. Tego typu układy są omówione w poprzednich książkach autorów niniejszej książki (2, 3). Przy odbiorze sygnału po filtrze Π uzyskuje się dodatkowe jego wzmocnienie 6÷12 dB (1÷2S) bez zwiększania poziomu szumów.

1.6.2. Odbiór telegrafii (cw) przy użyciu filtru jednokwarcowego

Przy przeciętnym dostrojeniu odbiornika do sygnału, włączenie filtru kwarcowego powoduje znaczny spadek siły sygnału, a nawet całkowite jego zniknięcie — i to właśnie jest przyczyną, dla której filtr kwarcowy jest przez wielu operatorów używany raczej niechętnie. Tymczasem właściwie dostrojony filtr kwarcowy — przy właściwie dostrojonym odbiorniku — obniża siłę odbieranego sygnału minimalnie, powodując jednocześnie znaczną poprawę stosunku sygnału do szumu. Istnieją dwie przyczyny spadku siły sygnału po włączeniu filtru, a mianowicie:

a) niewłaściwe dostrojenie BFO,

b) przy właściwym dostrojeniu BFO — niewłaściwie dostrojony odbiornik; przy właściwym dostrojeniu odbiornika odbierany

sygnał powinien leżeć w pasmie przenoszenia p.cz. tak, aby przypadał na punkt najlepszego przenoszenia kwarcu, czyli na f_s kwarcu.

Spadek siły sygnału oznacza w rzeczywistości, że filtr kwarcowy działa właściwie, zawężając pasmo przepuszczania odbiornika.

Przy odbiorze cw z filtrem jednokwarcowym, BFO ustawia się na stałe o 500÷1000 Hz wyżej lub niżej od f_s kwarcu, a odbiornik przestraja się do uzyskania maksymalnego sygnału. Dopiero wtedy przestraja się BFO do uzyskania odpowiedniej wysokości tonu i ew. rezonansu słuchawek. Jeżeli charakterystyka wzmacniacza p.cz. i filtru kwarcowego jest niesymetryczna, siła sygnału przy strojeniu odbiornika od częstotliwości większych do mniejszych będzie się różnić od siły sygnału przy strojeniu odwrotnym. Dla danego egzemplarza odbiornika i danego pasma należy więc przestrzegać odpowiedniego kierunku „podejścia" do odbieranego sygnału, co już narzuca kierunek przesłuchiwania pasm.

Konieczność odstrojenia BFO od p.cz. o podaną różnicę częstotliwości stanie się oczywista po rozpatrzeniu następującego przykładu. Załóżmy, że BFO zostało odstrojone od p.cz. lub f_s kwarcu o 5 kHz, po czym odbiornik został dostrojony tak, że odbiera się ton dudnień 1 kHz. Oznacza to, że odbierany sygnał jest odległy o 4 lub 6 kHz od częstotliwości dostrojenia odbiornika. Jeżeli odbiornik ma szerokie pasmo przepuszczania, nie sprawia to szczególnej różnicy przy odbiorze; jeśli jednak zostaje włączony filtr kwarcowy o wąskim pasmie przepuszczania, np. 800 Hz, odbierany sygnał zostaje b. silnie stłumiony lub znika zupełnie.

Jeżeli BFO było odstrojone wstępnie o np. 1000 Hz od znamionowej p.cz., przy dostrojeniu odbiornika na ton dudnień 1000 Hz, sygnał odbierany albo leży dokładnie w f_s lub w środku pasma p.cz., albo też jest od niej oddalony o 2 kHz. Po włączeniu filtru uzyskuje się albo jego dokładne dostrojenie, bez znacznej zmiany siły głosu, albo też okaże się konieczne dostrojenie odbiornika dla uzyskania tejże siły głosu i tonu.

W celu właściwego ustawienia BFO kondensator fazujący ustawia się na połowę pojemności przy wyłączonym BFO, a odbiornik dostraja się do stałego niemodulowanego sygnału na maksimum wskazań S-metra lub na maksimum szumów w razie jego braku.

Teraz włącza się BFO, które zdudnia się na zero z nośną, i sprawdza, czy stan ten odpowiada połowie pojemności trymera BFO. Jeżeli nie, obwód BFO dostraja się odpowiednio rdzeniem cewki. Następnie BFO odstraja się o 500÷1000 Hz, zależnie od życzenia operatora; i to odstrojenie zaznacza się. Przy słuchaniu sygnałów na pasmach dostrajania, BFO już się nie zmienia, regulując odbiór sygnałów tylko przez dostrajanie odbiornika. Sygnały zakłócające wytłumia się, strojąc filtr kondensatorem fazującym.

Przy ostro dostrojonym filtrze przechodzące przezeń sygnały cw zaczynają „dzwonić". Nie należy uważać tego za zły ton sygnału, gdyż jest to wynik oscylacji obwodu filtru.

1.6.3. Odbiór sygnałów zmodulowanych jednowstęgowo (SSB)

Sygnały SSB (A3a) odbierane na odbiorniku przystosowanym tylko do odbioru emisji AM (A3) są zupełnie niezrozumiałe. Dla uzyskania zrozumiałości konieczne jest dodanie do nich sygnału brakującej nośnej i to z dokładnością nie niższą od 25 Hz, co uzyskuje się przez podanie na detektor ciągłego sygnału z przestrajanego lub (lepiej) kwarcowego BFO. We współczesnych odbiornikach o dużej selektywności (filtr kwarcowy lub elektromechaniczny o pasmie przepuszczania rzędu 2,5 kHz i współczynniku kształtu lepszym od 2) stosuje się kwarcowe BFO, z którego uzyskiwana „nośna" o starannie dobranej amplitudzie jest ustawiona po odpowiedniej stronie pasma przepuszczania filtru i we właściwym miejscu na jego zboczu. Ponieważ odbiorniki te mają dużą przekładnię napędu skali i są bardzo stabilne, sygnały SSB odbierą się na nich tak samo jak sygnały AM na zwykłych odbiornikach — przy dostrojeniu odbiornika na maksymalną siłę sygnału częstotliwość sygnału z BFO leży we właściwym miejscu z dokładnością do kilku Hz.

Przy użyciu innych odbiorników, co zwykle w naszych warunkach ma miejsce, sprawa jest nieco trudniejsza. Jeżeli stabilność heterodyny lub BFO jest mała, odbiornik wymaga częstego podstrajania; jeżeli sygnał podawany z BFO na detektor jest słaby, wzmocnienie toru w.cz. i p.cz. powinno być małe z przyczyn wyjaśnionych w p. 1.3.4. W przeciwnym razie odbierany sygnał bę-

dzie brzmiał jak przemodulowany sygnał AM (za silne wstęgi boczne w stosunku do nośnej).

Przy założeniu, że odbiornik jest stabilny, ale szybkość przestrajania jest zbyt duża, postępuje się w sposób następujący:

— ARW odbiornika wyłącza się,
— odbiornik dostraja się do uzyskania maksymalnej siły odbioru niezrozumiałego sygnału SSB,
— pokrętło wzmocnienia m.cz. ustawia się na maksimum, a wzmocnienie w.cz. i p.cz. zmniejsza się,
— włącza się BFO i dostraja je do uzyskania czystej modulacji odbieranego sygnału. Jeżeli występują zniekształcenia, należy zmniejszyć wzmocnienie w.cz. i p.cz.

Inne sygnały SSB odbiera się przy ustalonych w ten sposób położeniach organów regulacyjnych odbiornika.

1.7. Przykłady odbiorników i konwerterów na pasma amatorskie KF

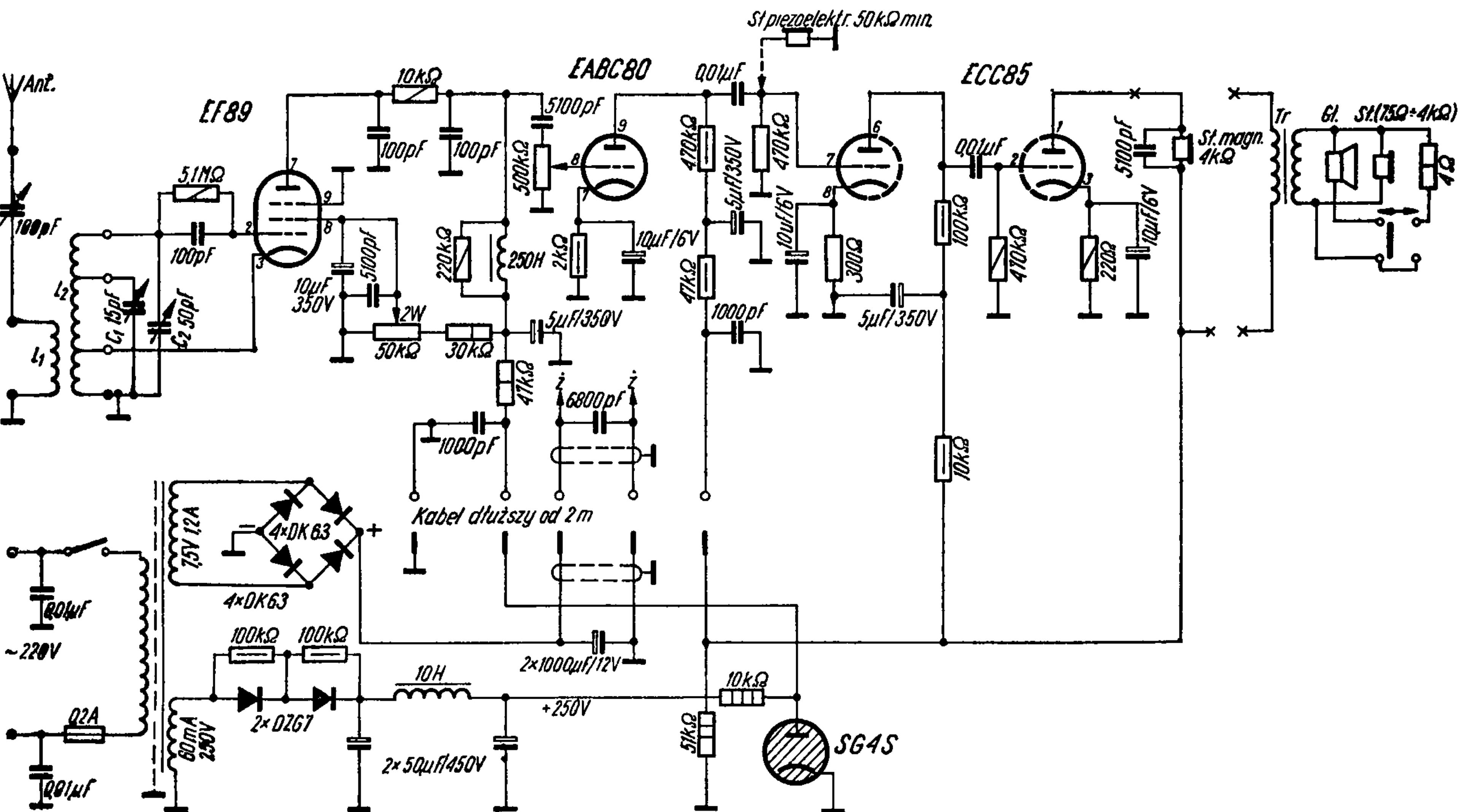
1.7.1. Odbiorniki o bezpośrednim wzmocnieniu

1.7.1.1. Odbiornik O-V-1 (O-V-3)

Schemat odbiornika *) przedstawiono na rys. 1-67. Antenę, którą może być drut o długości ok. 10 m, włącza się do odbiornika przez kondensator zmienny służący do jej dostrajania. Cewka sprzęgająca L_1 sprzęga antenę z obwodem detektora wykonanego na lampie EF 89. Obwody detektora są wymienne, zarówno ze względu na skomplikowane przełączanie tak wykonanego obwodu, jak na możliwość wystąpienia w takim przypadku niepożądanych sprzężeń. Narzuca to oczywiście stosowanie tego odbiornika do nasłuchów, gdyż uniemożliwia całkowite jego zaekranowanie, niezbędne przy stosowaniu odbiornika we współpracy z radiostacją. Detektor z reakcją jest wykonany w układzie z reakcją potencjometryczną, powszechnie obecnie stosowaną.

W anodzie lampy detekcyjnej znajduje się typowy filtr, odfiltrowujący występujące tam jeszcze napięcia w.cz., po czym skła-

*) Układ podstawowy opracowany przez Hijame Suzuki JA1-3477.



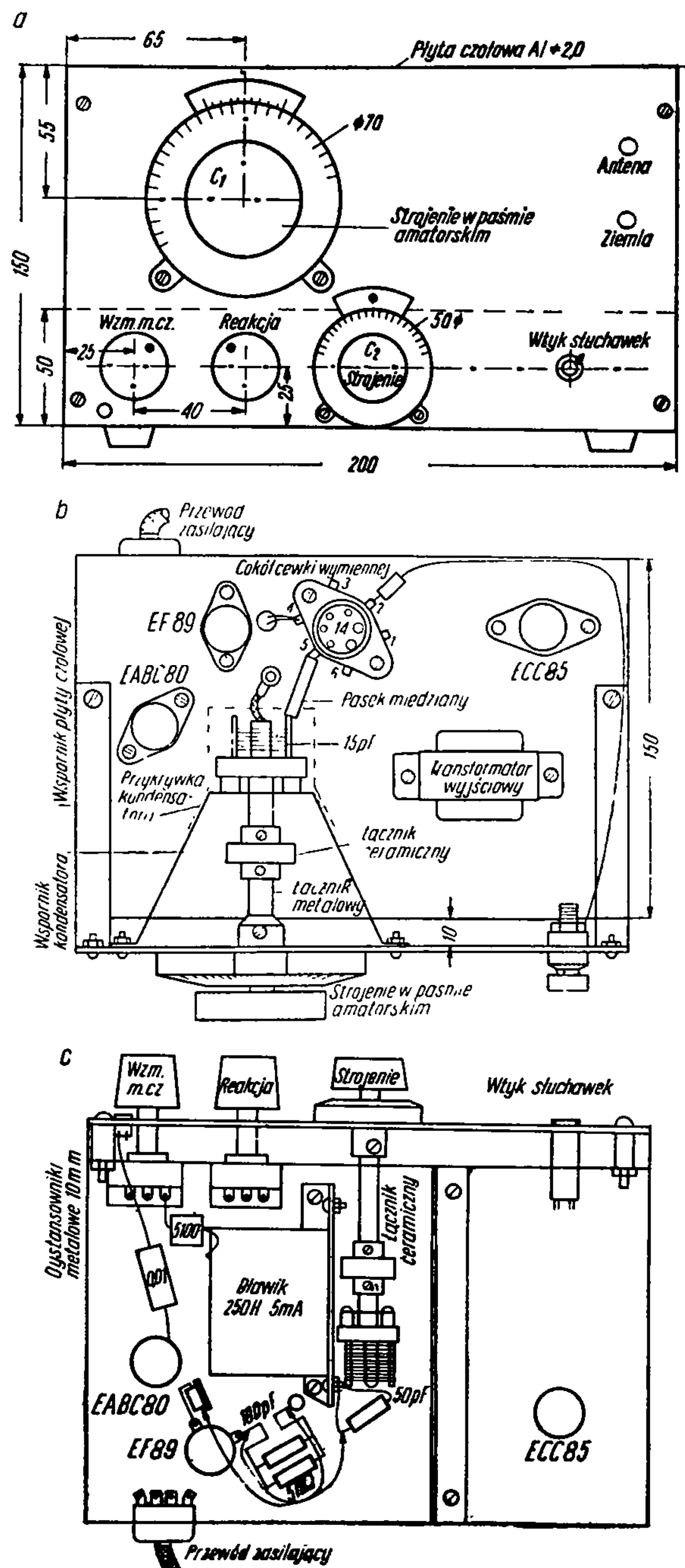
Rys. 1-67. Odbiornik 0-V-3

dowa m.cz. zostaje podana na wzmacniacz m.cz., wykonany na triodzie lampy EABC 80. Funkcję obciążenia anodowego lampy detekcyjnej pełni dławik o bardzo dużej indukcyjności, co znacznie poprawia czułość odbiornika — oporność jego uzwojenia jest niewielka, więc lampa pracuje z wysokim napięciem na anodzie, a jednocześnie dławik przedstawia sobą bardzo wysoką oporność dla zmiennych napięć m.cz. Na przykład zastosowany dławik 250 H przedstawia na częstotliwości 1000 Hz oporność ok. 800 kΩ. W razie braku tak wysokiej indukcyjności można zastosować mniejszą, nawet rzędu 50 H (takie indukcyjności mają „demobilowe" dławiki od RSI-6K, cewki dużych przekaźników telefonicznych, a nawet transformatorów wyjściowych i sterujących odbiorników tranzystorowych), co jednak obniży czułość odbiornika.

Przy stosowaniu słuchawek piezoelektrycznych o dużej oporności (rzędu 100 kΩ) można je włączyć przez pojemność rzędu 0,01 μF wprost do anody lampy wzmacniacza m.cz., jak to pokazano na rysunku. Tego typu słuchawki są jednak trudne do uzyskania w kraju. Przy stosowaniu popularnych krajowych słuchawek magnetycznych należy dodać jeszcze dwa wzmacniacze m.cz. na jednej podwójnej triodzie. Dla prostoty układu słuchawki włącza się bezpośrednio w obwód anodowy drugiego stopnia, choć bardziej wskazane i bezpieczne jest stosowanie transformatora głośnikowego i włączanie słuchawek wtykiem telefonicznym jak na rys. 1-49. To ostatnie rozwiązanie daje ponadto możliwość odbioru na niewielki głośnik.

Ze względu na dużą czułość odbiornika szczególnie dużo uwagi należy poświęcić walce z przydźwiękiem. Najlepszym rozwiązaniem jest zainstalowanie oddzielnego zasilacza, połączonego z odbiornikiem 3-żyłowym przewodem o długości co najmniej 2 m. Temu samemu celowi służy żarzenie pierwszych lamp prądem stałym. Jeżeli konstruktor jest w posiadaniu diod o mniejszym prądzie niż DK60, np. serii DZG, może zastosować żarzenie prądem stałym tylko pierwszych dwóch lamp, lecz będzie to wymagało już 5-żyłowego przewodu do połączenia zasilacza z odbiornikiem.

Przykład rozmieszczenia elementów odbiornika na płycie czołowej przedstawiono na rys. 1-68a, rozmieszczenie elementów na chassis — na rys. 1-68b, a pod chassis — na rys. 1-66c. Przy za-



Rys. 1-68. Rozmieszczenie elementów odbiornika z rys. 1-67

a — na płycie czołowej, b — na chassis, c — pod chassis

stosowaniu innych elementów ich rozmieszczenie może się nieco zmienić, należy jednak pamiętać, że przewody idące od cewki L_2 do lampy powinny być jak najkrótsze.

Tablica 1-11

Dane cewek odbiornika z rys. 1-67

Częstotliwość MHz	L_1	L_2	Odczep katody	Odczep C_1
3,5 (3,0÷5,0)	4 1/4 zw. DNE 0,4 1÷10 mm od L_2	37 zw. DNE 0,5 skok 1 mm	1/4 zwoju	nie ma
7 (6,8÷12,2)	4 zw. DNE 0,5 6 mm od L_2	20 zw. DNE 0,1 skok 2 mm	1/2 zwoju	12,5 zw.
14 (12,0÷22,4)	42 zw. DNE 0,6 skok 1 mm, 9 mm od L_2	9,5 zw. DNE 0,6 skok 3 mm	1/2 zwoju	5 zw.
21 (17,0÷30,0)	23 zw. ∅ 0,8 skok 1,5 mm, 4 mm od L_2	10,5 zw. ∅ 0,8 skok 1,5 mm	1/2 zwoju	6,5 zw.
28 (22,0÷40,0)	2 zw. ∅ 0,8 skok 1,5 mm, 4 mm od L_2	7,5 zw. ∅ 0,8 skok 1,5 mm	1/2 zwoju	4,5 zw.

Dane cewek podano w tabl. 1-11. Wszystkie cewki są nawinięte na cylindrycznych korpusach o średnicy 32 mm, umieszczonych na bakelitowych cokołach oktalowych od starych lamp. Zwoje są liczone od „zimnego" (uziemionego) końca cewki. Uzwojenia cewek dla zakresów 3,5—7—14 MHz nawija się drutem DNE, dla pozostałych — srebrzonym drutem miedzianym, co nie wyklucza jednak możliwości użycia również drutu DNE.

Przy wstępnej regulacji odbiornika cenne usługi oddaje, jak zwykle, grid-dip-meter (GDO). Cewkę odpowiedniego zakresu wstawia się do wyłączonego odbiornika, GDO nastawia się na początek tego zakresu (np. 3,5 MHz), kondensator C_1 (rozciągania zakresów) ustawia się na minimum pojemności i zbliża cewkę GDO do cewki zakresu. Strojąc kondensatorem strojenia (C_2) znajduje się początek zakresu, co objawia się spadkiem wskazań GDO. Wartość pojemności C_2 odpowiadającą temu punktowi notuje się. Analogicznie postępuje się przy określaniu początków pozostałych zakresów. Po zakończeniu tych czynności włącza się odbiornik

i ponownie określa się początki zakresów, które teraz wystąpią przy nieco mniejszych pojemnościach C_2. Punkty te zapisuje się lub zaznacza na skali. Wskazane jest ich sprawdzenie przy użyciu kalibratora kwarcowego.

Ważną sprawą jest stosowanie odpowiednich płynnie działających przekładni, o możliwie dużym przełożeniu.

1.7.1.2. Odbiornik 1-V-1

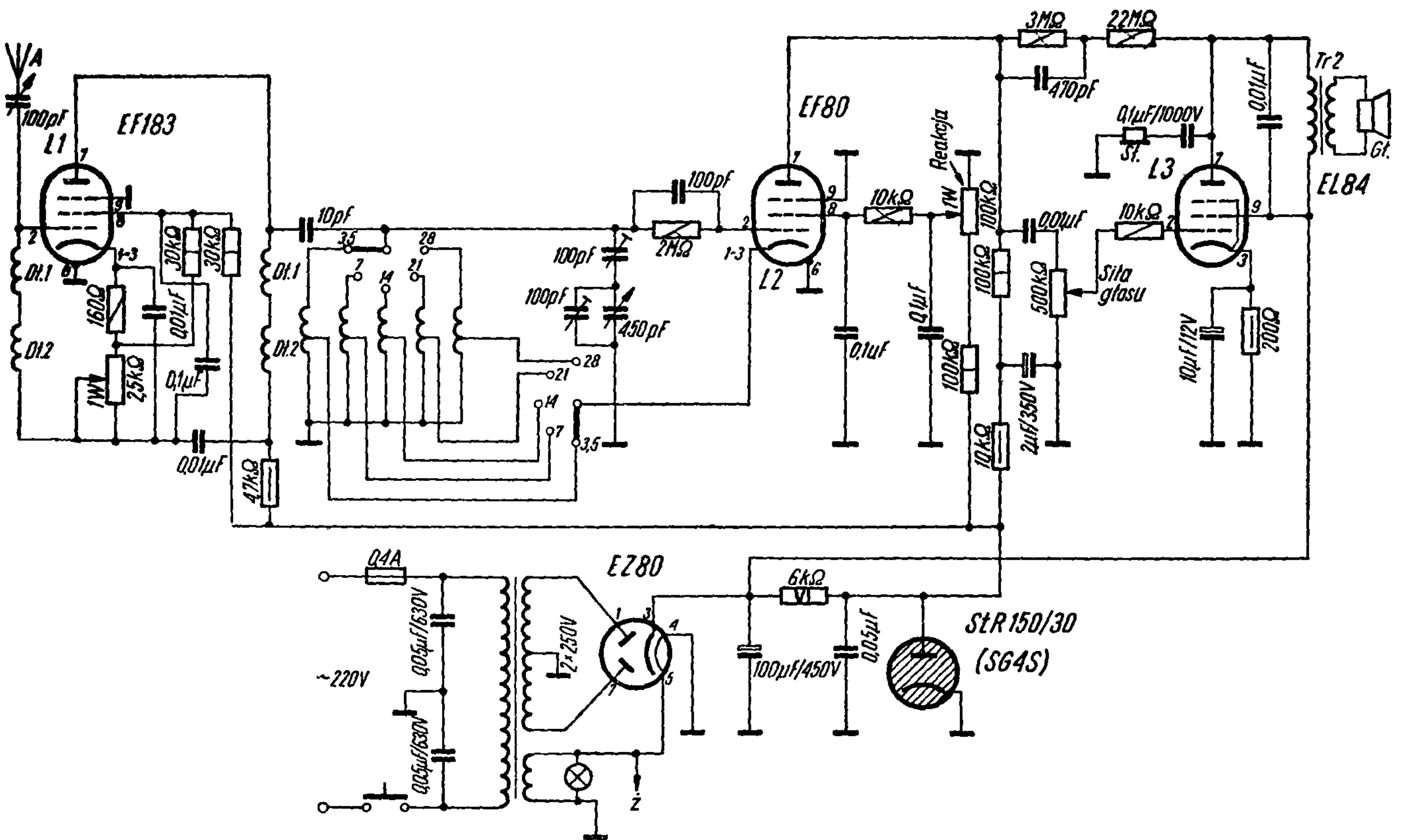
Odbiornik przedstawiony na rys. 1-69 jest wyposażony w aperiodyczny, tzn. nie strojony, wzmacniacz w.cz. Rozwiązanie to ma tę zaletę, że nie wymaga ani przełączania, ani też wymiany cewek, lecz układ daje znacznie mniejsze wzmocnienie niż wzmacniacz rezonansowy, ponadto wzmocnienie to maleje z częstotliwością. Układ taki nie polepsza też selektywności odbiornika, dyktowanej tu wyłącznie przez obwód detektora.

Uziemienie jednego z końców cewki umożliwia zastosowanie przełączania cewek, co z kolei umożliwia szczelne elektrycznie obudowanie odbiornika, a zatem współpracę odbiornika z radiostacją. Do przełączania wystarcza tylko jedna płytka 2×5 styków przełącznika POS lub POW. Lepiej jednak zastosować dwie płytki oddzielone od siebie ekranem.

Na wejściu odbiornika znajdują się dwa połączone szeregowo dławiki w.cz. Dławik o większej liczbie zwojów, działający na niższych pasmach, włącza się od strony masy. Dla niższych pasm ma on charakter pojemnościowy, a napięcia w.cz. odkładają się na mniejszym dławiku. Oba dławiki nawija się na opornikach OWS 2W o oporności nie mniejszej od 500 kΩ, a najlepiej na opornikach, z których zdjęto warstwę oporową. Na większy dławik zużywa się 6 m drutu 0,1÷0,2 mm, na mniejszy — ok. 2 m takiego samego drutu. Dławiki nawija się zwój przy zwoju lub z niewielkim skokiem.

W obwodzie anodowym lampy *L1* pracującej jako wzmacniacz w.cz. znajdują się takie same dławiki jak na wejściu. Wzmocnienie wzmacniacza reguluje się potencjometrem *P1* umieszczonym w katodzie tej lampy.

Dla uzyskania możliwie wysokiej selektywności obwodu, wzmacniacz w.cz. jest sprzężony z obwodem detektora bardzo słabo,



Rys. 1-69. Odbiornik 1-V-1 z wejściem aperiodycznym

przez pojemność tylko 10 pF. Dla pasma 28 MHz sprzężenie to jest jeszcze za silne, lecz zmniejszenie tej pojemności spowoduje spadek czułości na pasmie 3,5 MHz.

W układzie pokazanym na rysunku maksymalna pojemność równoległa do obwodu wynosi 86 pF, a minimalna — 60 pF, co daje zakres przestrajania $f_{max}/f_{min}=1,2$ przy maksymalnych pojemnościach trymerów.

Indukcyjności cewek dla poszczególnych pasm amatorskich wynoszą:

3,5 MHz — 30 μH, 7 MHz — 7,5 μH, 14 MHz — 1,9 μH
21 MHz — 1,1 μH, 28 MHz — 0,5 μH.

Przy stosowaniu korpusów ∅ 20 mm cewki mają następujące liczby zwojów:

3,5 MHz — 38, 7 MHz — 19, 14 MHz — 9, 21 MHz — 7, 28 MHz — 5 zw. Odczepy na cewkach — po $1/4 \div 1/3$ zwojów.

Grubości drutów dla poszczególnych cewek wynoszą:

3,5 MHz — 0,25 mm, 7 MHz — 0,5 mm, 14 MHz — 1 mm, 21 i 28 MHz — 1,5 mm. Wszystkie druty — DNE, nawijane zwój przy zwoju. Cewki dla obu wyższych pasm można dostrajać przez odpowiednie rozciąganie zwojów.

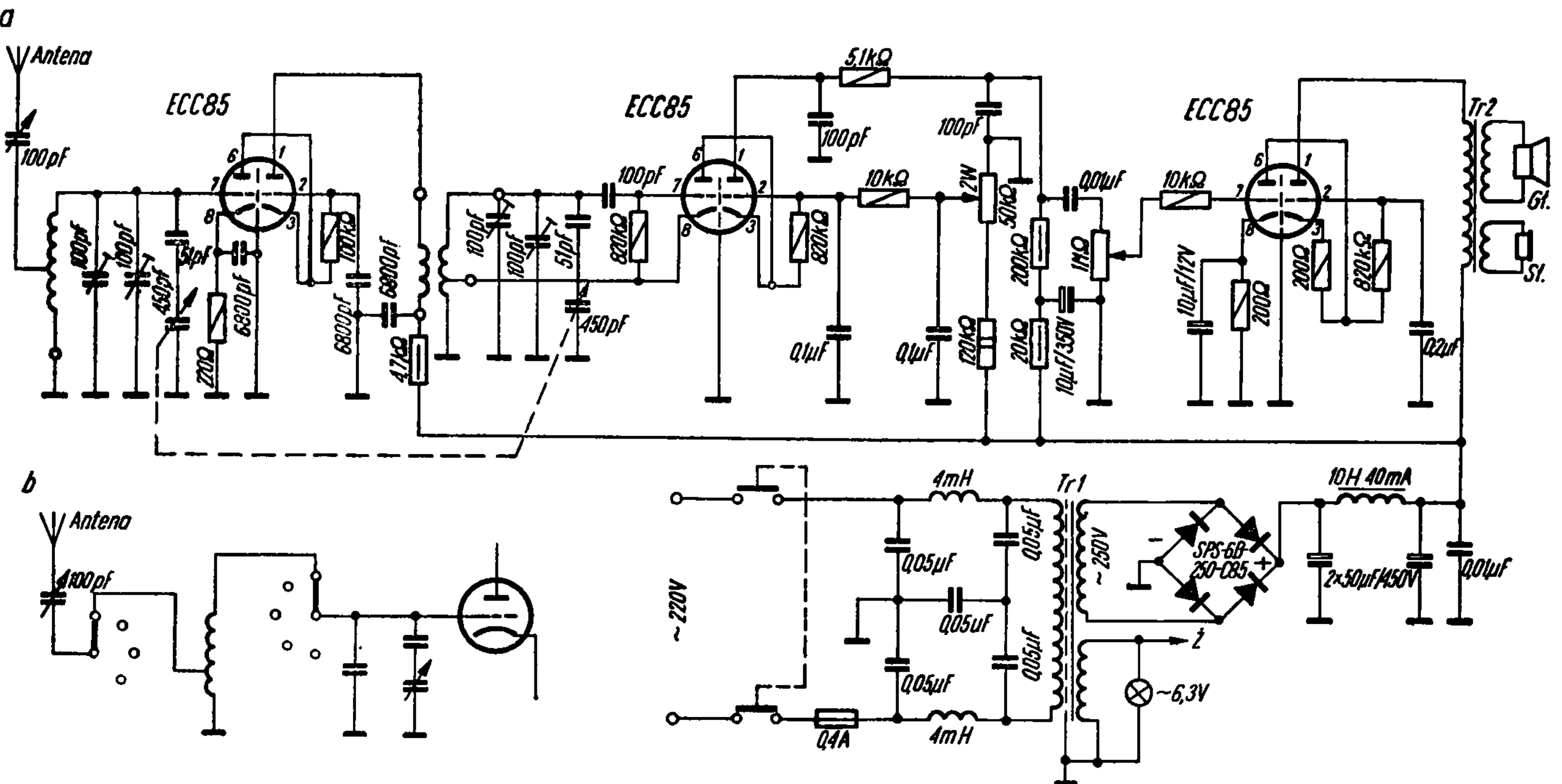
Oprócz lamp pokazanych na rysunku, jako *L1* i *L2* mogą pracować EF 184, EF 85, EF 89 itp., jako *L3* — dowolna lampa głośnikowa, a nawet połączona w triodę EF 80. Zasilacz może być też wykonany nie na lampie jak na rysunku, lecz z zastosowaniem prostownika selenowego, choć jest to rozwiązanie znacznie kosztowniejsze. Zależy to od zastosowania transformatora sieciowego.

1.7.1.3. Odbiornik 1-V-1 na podwójnych triodach *)

Układ odbiornika przedstawiono na rys. 1-70a. Antena jest dołączana do odczepu cewki obwodu wejściowego, co zwiększa jego selektywność. Kondensator w doprowadzeniu anteny służy do jej dostrajania, które objawia się znacznym wzrostem siły odbieranego sygnału.

Obwód wejściowy pracującego w układzie kaskody wzmacniacza w.cz. jest strojony współbieżnie z obwodem detektora agregatem kondensatorów od odbiornika radiofonicznego (2×450 pF).

*) Układ podstawowy opracowany przez inż. Adama Kosiarskiego SP5AY.



Rys. 1-70. Odbiornik 1-V-1 na podwójnych triodach
a — układ elektryczny, b — przełączanie obwodu wejściowego

W miejsce zespołu kondensatorów $C_r+C_1+C_0$ można, dla znacznego uproszczenia układu, stosować agregat kondensatorów 2×
×40 pF, trudny jednak do uzyskania. Równolegle do każdej cewki włącza się trymer powietrzny lub ceramiczny 30 pF (ew. zbocznikowany dodatkowym kondensatorem), służący do jeszcze jednej korekcji dostrojenia.

Zaletą stopnia kaskodowego w.cz. jest jego stabilność, pozostałe parametry są takie same jak dla stopnia na pentodzie.

Detektor siatkowy z reakcją pracuje również w układzie kaskodowym, przy czym lewa trioda *L2* pracuje jako normalny detektor, a prawa trioda służy do regulacji jej nachylenia charakterystyki, a zatem i czułości odbiornika przez zmianę dodatniego sprzężenia zwrotnego. W anodzie prawej triody znajduje się typowy filtr w.cz. Napięcie m.cz. jest podawane na również kaskodowy wzmacniacz m.cz., choć może to być też układ pokazany na rys. 1-67. W obwód anodowy drugiej triody jest włączony transformator wyjściowy, najlepiej od bateryjnego odbiornika radiofonicznego (transformatory od odbiorników sieciowych mają zbyt małe oporności i sprawność takiego wzmacniacza jest mała). Bardzo zalecane jest stosowanie przełączania głośnika wtykiem słuchawek.

Tablica 1-12

Dane cewek odbiornika z rys. 1-70

Pasmo MHz	Wejście		Detektor				Cewka sprzęgająca	
	L_1 μH	Zwojów odczep--masa	L_2 μH	Zwojów	Drut Ø mm	Odczep na zwoju	Zwojów	Drut Ø mm
3,5	$=L_2$	10	17	38	0,2	7	15	0,2
7	„	5	4,3	18	1	5	7	0,3
14	„	4	1,1	8	1,5	3	5	0,3
21	„	3	0,5	6	2	2	4	0,3
28	„	3	0,3	4	2	1,5	3	0,3

Przy zastosowaniu korpusów cewek o średnicy 20 mm dane ich określa się z tabl. 1-12. Cewkę sprzęgającą umieszcza się w odległości 3÷5 mm od „zimnego" końca L_2. Jeżeli odbiornik ma współpracować z nadajnikiem, wówczas powinien być całkowicie obudowany blachą, a zatem cewki muszą być przełączane, do czego

potrzebne są 3 płytki 2×5 styków. Sposób przełączania obwodu wejściowego pokazano na rys. 1-70b, obwodu detektora — na rys. 1-69.

Układ zasilania jest konwencjonalny. W doprowadzeniu sieci do transformatora znajduje się filtr przeciwzakłóceniowy, zmniejszający poziom zakłóceń przychodzących z sieci.

Montaż odbiornika należy prowadzić tak, aby doprowadzenia od obwodów do lamp były jak najkrótsze i to tym krótsze, im obwód jest dostrojony do większej częstotliwości.

Dla korpusów o innej niż podana tu średnicy, dane cewek należy przeliczyć w sposób następujący:

Zakładamy, że pojemność równoległa do cewek, dołączona do nich na stałe, jest równa 80 pF. Przy maksymalnej pojemności kondensatora strojeniowego wchodząca do obwodu pojemność wynosi 120 pF. Dla zakresu np. 3,5 MHz, dla dolnej jego częstotliwości, z odpowiedniego nomogramu odczytuje się indukcyjność cewki — 17 μH, jak zresztą podano w tablicy. Przy innych pojemnościach równoległych indukcyjność ta będzie oczywiście inna. Dla określonej w ten sposób indukcyjności określa się liczbę zwojów n przy założeniu, że cewka jest nawijana zwój przy zwoju

$$n = \sqrt{\frac{L}{kD \cdot 10^{-3}}}$$

gdzie: L — indukcyjność w μH,
D — średnica cewki w cm,
k — współczynnik kształtu cewki równy

$$k = \frac{10}{4 + 11\frac{l}{D}}$$

gdzie l — długość uzwojenia. Współczynnik k można też określić z nomogramów.

Na przykład $l=2$ cm i $D=2$ cm $k \approx 7$

Dla omawianego tu przykładu

$$n = \sqrt{\frac{17}{7 \cdot 2 \cdot 10^{-3}}} = 110$$

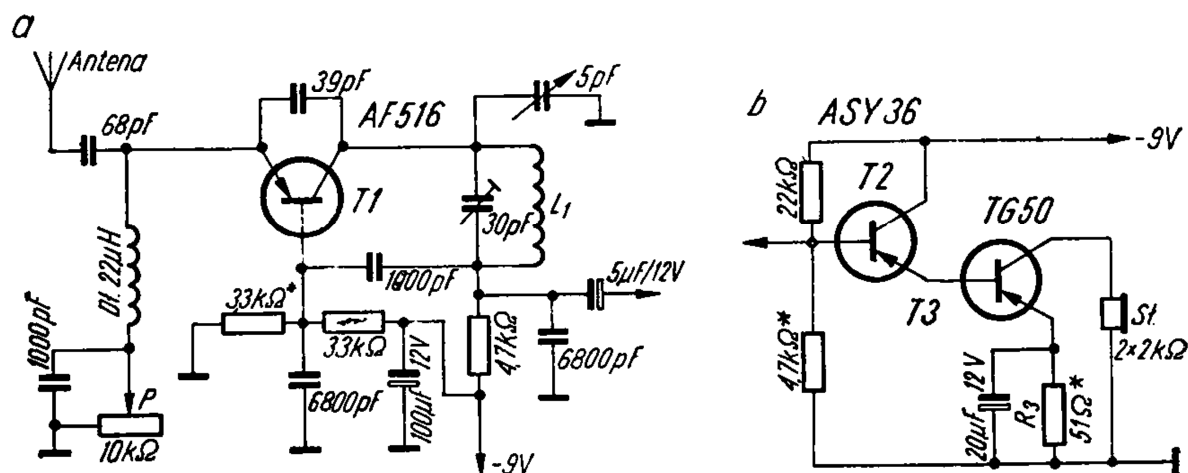
a grubość drutu cewki może wynosić

$$d = \frac{l}{n} = \frac{2}{110} \approx 0{,}2 \text{ mm}$$

Czułość tego odbiornika w wykonaniu na lampach ECC 85 wynosi ok. 15 μV przy mocy wyjściowej ok. 5 mW na słuchawkach 2×2 kΩ. Przy zastosowaniu jako *L1* lampy ECC 88 czułość wzrasta do ok. 10 μV.

1.7.1.4. Przystawka superreakcyjna na pasmo 28 MHz

Pokazana na rys. 1-71 przystawka superreakcyjna pracuje tylko na pasmie 28 MHz. Moc generatora superreakcyjnego jest bardzo



Rys. 1-71. Przystawka superreakcyjna na pasmo 28 MHz
a — układ przystawki, b — prosty wzmacniacz m.cz. do współpracy z przystawką

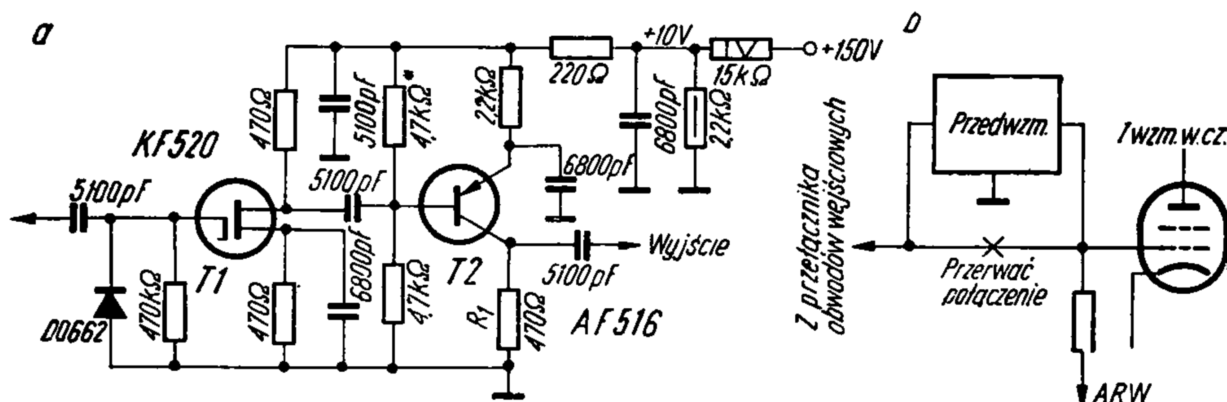
mała, co zapewnia bardzo mały poziom promieniowania, a zatem przystawka nie daje zakłóceń. Czułość układu jest bardzo dobra, tak że przy zastosowaniu wzmacniacza m.cz. o wzmocnieniu rzędu kilkuset można na słuchawki odbierać sygnały nawet rzędu 1 μV. Kondensator C_3 służy do dokładnego strojenia w pasmie, potencjometr *P* — do regulacji reakcji. Wejście przystawki jest niestrojone, ponieważ selektywność ew. zastosowanego tu obwodu byłaby i tak bardzo mała. Odbierana częstotliwość jest określona przez dane obwodu L_1 (C_2+C_3). Cewka L_1 jest nawinięta na korpusie o średnicy 8 mm drutem DNE 0,4 mm 12 zwojów, zwój przy zwoju. Dławik $Dł_1$ może być nawinięty na korpusie opornika

OWS 2W drutem DNE 0,25 mm zwój przy zwoju na części cylindrycznej.

Po dodaniu prostego wzmacniacza pokazanego na rys. 1-71b całość tworzy prosty odbiornik na pasmo 28 MHz. Opornik R_3 odbiera się tak, aby prąd tranzystora *T3* wynosił ok. 15 mA. Zamiast oporników R_1 i R_2 można zastosować potencjometr nastawny 25 kΩ, co umożliwia łatwe dobranie warunków pracy obu tranzystorów. Bazę *T2* łączy się wtedy z suwakiem potencjometru.

1.7.1.5. Szerokopasmowy przedwzmacniacz tranzystorowy dla odbiornika

Przedwzmacniacz z rys. 1-72a daje wzmocnienie rzędu 20 dB na niższych pasmach, a ok. 15 dB w paśmie 28 MHz przy małych szumach własnych. Układ włącza się między cewki wejściowe istniejącego odbiornika a siatkę pierwszą wzmacniacza w.cz., jak to pokazano na rys. 1-72b.



Rys. 1-72. Przedwzmacniacz szerokopasmowy na tranzystorach
a — układ, b — sposób włączania

Przedwzmacniacz taki dla zachowania selektywności odbiornika nie powinien obciążać jego obwodów wejściowych. Dużą oporność wejściową przedwzmacniacza uzyskuje się przez zastosowanie w jego pierwszym stopniu tranzystora polowego — JFET lub MOSFET. Pokazany na rysunku tranzystor KF 520 jest produkcji firmy „Tesla", typu z izolowaną bramką (MOSFET). Zamiast niego można zastosować dowolny inny tranzystor polowy, np. MPF 102 firmy „Motorola". Wzmocnienie na niższych pasmach można zwiększyć, zwiększając nieco R_1, np. do 680 Ω, nie poprawia to jednak wzmocnienia w paśmie 28 MHz. Dioda na wejściu zabez-

piecza układ przed zniszczeniem *T1* w razie przeciążenia odbiornika przez nadajnik. Tranzystor *T2* powinien mieć możliwie duży współczynnik h_{21E}.

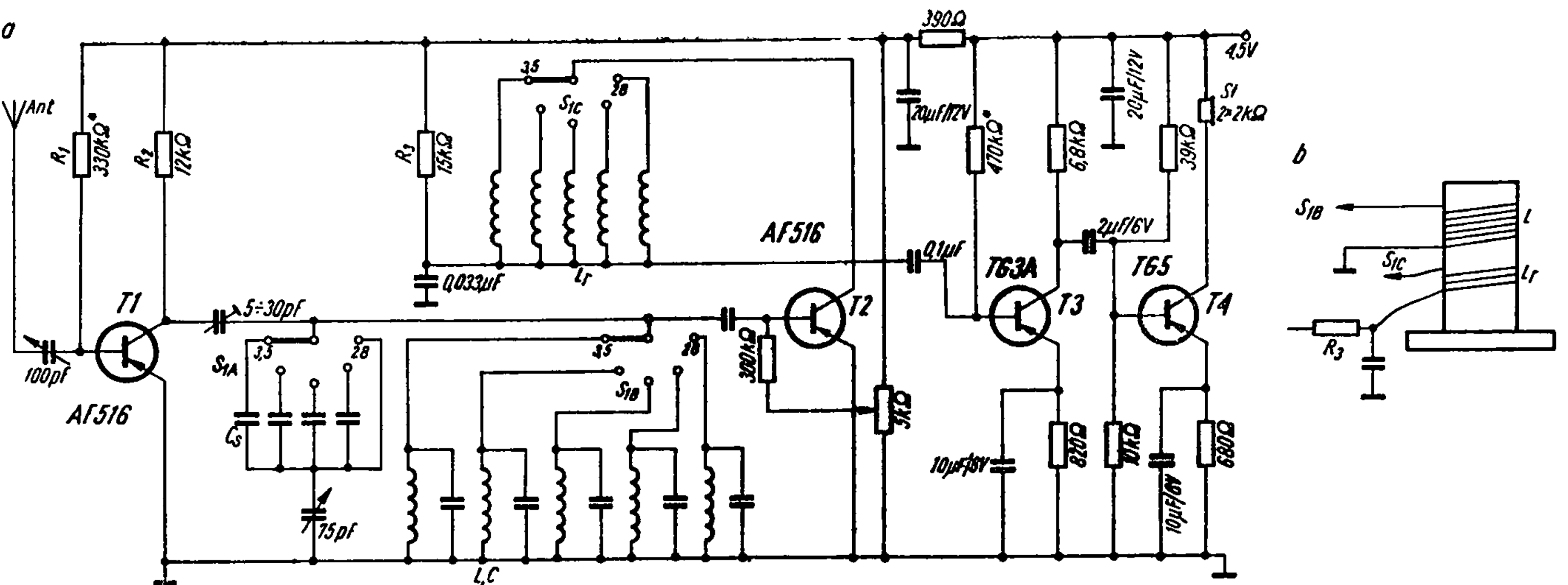
1.7.1.6. Tranzystorowy odbiornik 1-V-2

Pierwszy stopień odbiornika z rys. 1-73 pracuje jako niestrojony wzmacniacz w.cz. o małym wzmocnieniu. Jego główne zadanie polega na oddzieleniu anteny od obwodu detektora dla zmniejszenia wzajemnych oddziaływań — zmiana anteny nie wpływa na dostrojenie odbiornika, odbiornik nie promieniuje przez antenę, a ponadto nie tłumi ona obwodu. Detektor jest konwencjonalny dla układów tranzystorowych — detekcja następuje na diodzie baza-emiter. Sprzężenie między tymi stopniami jest regulowane trymerem C_3. Przy zbyt dużej jego pojemności wzmocnienie układu co prawda rośnie, ale selektywność spada i reakcja staje się niestabilna. Trymer C_3 należy ustawić na optymalny stan pracy odbiornika w pasmie 3,5 MHz.

Cewki reakcyjne L_r, pojemności skracające C_s i obwody L, C są przełączane dwoma płytkami 2×5 styków przełącznika POS. Dane odnośnie indukcyjności i pojemności obwodów znajdują się w tabl. 1-13. Kondensator C_3 tworzy z opornikiem R_4 mostek detekcyjny, a sprzężenie zwrotne reguluje się potencjometrem P_1 w obwodzie bazy tranzystora *T2*. Sygnał m.cz. z kolektora *T2* jest podawany na prosty dwustopniowy wzmacniacz m.cz.

Jako kondensator strojeniowy służy jedna z części kondensatora obrotowego KPOM, stosowanego w krajowych odbiornikach tranzystorowych (np. typu „Koliber"). Wykorzystuje się sekcję heterodynową o pojemności końcowej 75 pF.

Cewki reakcyjne L_r nawija się od strony „zimnych" końców cewek L obwodów, umieszczając je w odległości ok. 3 mm od tych cewek. Wymiary użytych do nawijania korpusów nie mają szczególnego znaczenia, ważne jest tylko zachowanie z grubsza indukcyjności podanych w tabl. 1-13. Wskazane jest bardzo używanie korpusów z rdzeniami, np. korpusów ϕ 7 mm od odbiorników radiowych lub podobnych korpusów od filtrów p.cz. odbiorników telewizyjnych. Wykonując cewkę, kontroluje się za pomocą GDO rezonans obwodu z pojemnością C podaną w tablicy dla danego



Rys. 1-73. Tranzystorowy odbiornik 1-V-2
a — układ, b — wykonanie cewek

Tablica 1-13

Elementy obwodów odbiornika z rys. 1-73

Pasmo MHz	L	L_r	C	C_s	Drut cewek
	μH	% zwojów L	pF	pF	∅
3,5	20	20	68	51	0,2
7	5	20	68	15	0,2
14	3	20	10	12	0,2
21	1,2	25	10	8	0,3
28	1	25	—	5	0,3

zakresu. Po zmontowaniu układu, sprawdzeniu prawidłowości montażu i włączeniu napięć, na wejście odbiornika włącza się generator sygnałowy, niekoniecznie modulowany, i zestraja się obwody poszczególnych pasm na maksymalną siłę głosu w słuchawkach. Jeżeli używa się generatora niemodulowanego, potencjometrem *P1* wprowadza się odbiornik w stan oscylacji.

Pierwszą czynnością jest nastrojenie generatora na dolną częstotliwość zakresu i sprawdzenie zakresu przestrajania. Przy C_0 ustawionym na maksimum odbiornik powinien dawać maksymalną siłę głosu, co sprawdza się, przestrajając obwód rdzeniem cewki do uzyskania maksimum siły sygnału wyjściowego. Następnie generator przestraja się na górny kraniec pasma i strojąc kondensatorem C_0 uzyskuje się maksimum siły głosu. Jeżeli maksimum to wypada w pobliżu minimalnej pojemności C_0, kondensator C_s jest dobrany prawidłowo. Jeżeli kondensator C_s jest za mały, maksimum siły głosu uzyskuje się poniżej górnej częstotliwości pasma. Przy zbyt dużym C_s maksimum znajduje się daleko poza tą częstotliwością. W razie konieczności zmiany C_s cały proces zestrajania dla danego zakresu należy powtórzyć.

Na zakończenie procesu strojenia dobiera się optymalne warunki pracy wzmacniacza w.cz. i tranzystorów wzmacniacza m.cz. Wykonuje się to przez zmianę napięcia ich baz — dla tranzystora *T1* zmieniając odpowiednio R_1, dla tranzystorów m.cz. — zmieniając mniejszy opornik dzielnika napięcia dla bazy.

Skalę odbiornika najdogodniej wykonać w postaci wycinka koła, ponieważ kąt obrotu osi kondensatora KPOM wyposażonego w przekładnię zębatą wynosi 270°. Oś tego kondensatora prze-

dłuża się odpowiednio odcinkiem typowej osi ϕ 6 mm, wkręcanej w nagwintowany otwór w osi kondensatora, a następnie do niej przylutowanej. Na gałkę można nałożyć wskazówkę wykonaną ze szkła organicznego z odpowiednią rysą napuszczoną tuszem kreślarskim.

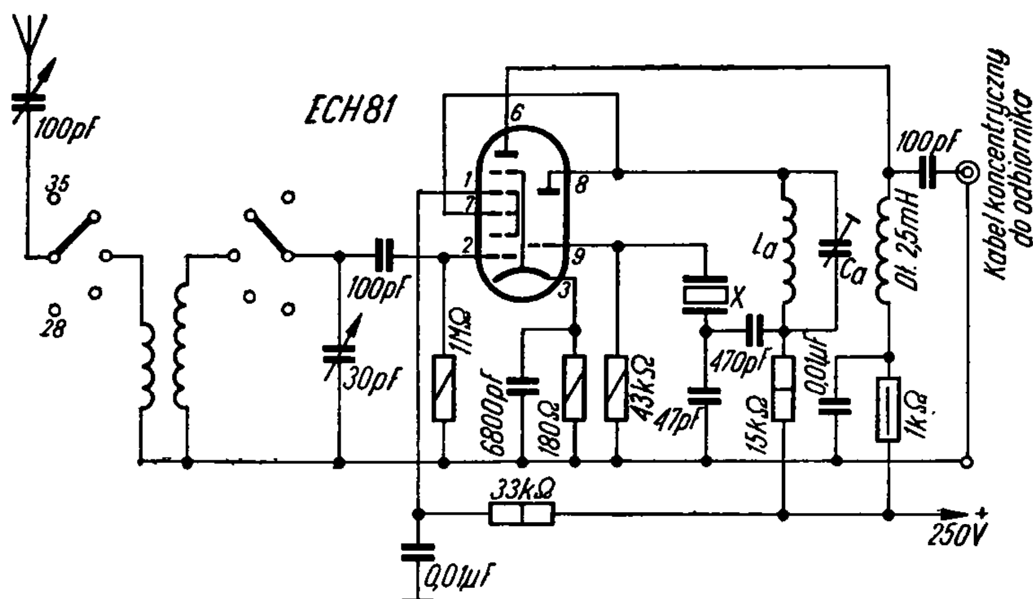
Zamiast użytego i zalecanego jako *T1* i *T2* tranzystora AE 516 „Tewa", można użyć dowolnych tranzystorów w.cz. o $f_T \geqslant 120$ MHz. W razie użycia tranzystorów o mniejszych f_T (seria TG 37 itp., seria AF 427 itp.) odbiornik będzie źle pracował na pasmach 21 i 28 MHz. Tranzystory m.cz. są niekrytyczne, ogólnie jednak *T3* powinien mieć małe szumy a duży h_{21E}, a *T4* — duży h_{21E}.

Odbiornik można również zestrajać, wprowadzając detektor w stan oscylacji i słuchając jego sygnału na dobrze wyskalowanym odbiorniku komunikacyjnym. Jeżeli odbiornik nie chce oscylować, należy odwrócić końce cewki L_r lub L.

1.7.2. Konwertery

1.7.2.1. Jednolampowy konwerter kwarcowy

Układ konwertera przedstawiono na rys. 1-74. Jako lampa mieszająca pracuje popularna ECH 81, której trioda pracuje jako generator kwarcowy w układzie overtonowym Jonesa. Przyczyna zastosowania tego układu leży w trudności uzyskania kwarców



Rys. 1-74. Jednolampowy konwerter kwarcowy

Przełącznik w pozycji „7 MHz"

Rys. 1-75. Czteropasmowy konwerter kwarcowy

na wielkie częstotliwości podstawowe, wymagane dla wyższych pasm, gdy tymczasem kwarce na częstotliwości rzędu kilku MHz wzbudzające się na częstotliwościach overtonowych są bardzo łatwe do uzyskania.

Układ może być wykonany zarówno jako wielopasmowy, jak i jednopasmowy. W układzie wykonanym jako jednopasmowy pomija się przełącznik, co znacznie upraszcza układ (wersja wielopasmowa wymaga trzech płytek 2×5 styków), lecz oczywiście ogranicza zastosowanie konwertera. Bliższe dane odnośnie obwodu wejściowego oraz obwodu wydzielającego częstotliwość overtonową podano w układzie z rys. 1-75. Tam również podano sposób przełączania kwarców i obwodu L_aC_a.

Układ z rysunku 1-75 ma zasadniczą wadę — duże szumy własne, co wynika z zastosowania mieszacza o dużych szumach bezpośrednio na wejściu konwertera. W tym przypadku trudno liczyć na odbiór sygnałów mniejszych od 5 μV.

Jak we wszystkich konwerterach podstawową sprawą jest umieszczenie konwertera w szczelnej obudowie metalowej oraz połączenie go ze współpracującym odbiornikiem przewodem ekranowanym.

1.7.2.2. Czteropasmowy konwerter z filtrami pasmowymi

Przedstawiony na rys. 1-75 konwerter był wykonany jako czteropasmowy — bez pasma 3,5 MHz, do współpracy z odbiornikiem US-P. Nic nie stoi jednak na przeszkodzie, aby umieścić w nim dodatkowe elementy, umożliwiające jego pracę na pięciu pasmach.

Antena jest indukcyjnie sprzężona z obwodem wejściowym wzmacniacza w.cz. Cewki obwodów wejściowych nie są uziemione bezpośrednio, lecz przez równoległy układ *RC*. Układ ten służy do zabezpieczenia konwertera i odbiornika przed przeciążeniem ich sygnałem nadajnika w razie przypadkowego przedostania się tego sygnału na siatkę wzmacniacza w.cz. — płynący wtedy prąd siatki powoduje zatkanie lampy wzmacniacza. Obwody wejściowe są strojone indywidualnie trymerem powietrznym 30 pF. Do regulacji wzmocnienia wzmacniacza w.cz. służy potencjometr w obwodzie katody, zasilany ze źródła napięcia anodowego przez

opornik 47 kΩ. Takie rozwiązanie zapewnia szeroki zakres regulacji.

W anodzie lampy *L1* znajduje się dwuobwodowy filtr pasmowy, zestrojony na stałe dla danego pasma, co ma tę zaletę, że nie wymaga strojenia, dając ponadto doskonałą selektywność względem sygnałów lustrzanych. Wadą tego rozwiązania są większe szumy.

Sygnał w.cz. po filtrze jest podawany na mieszacz sumacyjny, wykonany na pentodzie lampy ECF 82. Na siatkę mieszacza jest podany także, przez małą pojemność, sygnał w.cz. z heterodyny sterowanej kwarcem, a pracującej w układzie overtonowym Jonesa. Dla każdego zakresu zastosowano oddzielny kwarc. Ponieważ kwarc X_1 nie chciał pewnie oscylować w podstawowym układzie, zastosowano dodatkowy trymer C_{x1}. W anodzie triody generacyjnej znajdują się obwody dostrojone do trzeciego overtonu użytych kwarców.

W anodzie pentody mieszającej włączony jest dławik w.cz., z którego napięcie w.cz. jest podawane na wtórnik katodowy. Włączony równolegle do dławika kondensator 2 pF służy do stłumienia oscylacji pasożytniczych, w które wpadał mieszacz pozbawiony tego kondensatora. Oporność wyjściowa wtórnika składającego się z dwóch równolegle połączonych triod o dużym nachyleniu jest bardzo mała (kilkanaście omów), co umożliwia łączenie konwertera z odbiornikiem długim odcinkiem kabla koncentrycznego bez zauważalnej straty sygnału.

Wszystkie cewki są strojone rdzeniami. Dane cewek obwodów wejściowych i filtru pasmowego podano w tabl. 1-14, gdzie podano również dane dla ew. cewek zakresu 3,5 MHz. Dane cewek $L_{21} \div L_{24}$ zależą od zastosowanych kwarców, a mało jest prawdopodobne, aby wykonawca tego konwertera miał do dyspozycji identyczne kwarce jak podane na rysunku. Znaczenie ma tylko częstotliwość rezonansowa tych obwodów. Ich zestrajanie jest bardzo proste: wykonując obwód, do cewki wykonanej np. identycznie jak cewka obwodu filtru pasmowego, lecz o liczbie zwojów mniejszej o ok. 20÷25%, dołącza się pojemności takie, aby przy pomiarze częstotliwości rezonansowej obwodu grid-dip-metrem była ona bliska trzykrotnej częstotliwości rezonansowej kwarcu dla danego pasma. Następnie, po włączeniu napięcia do układu, do cewki obwodu zbliża się cewkę grid-dip-metra pracującego ja-

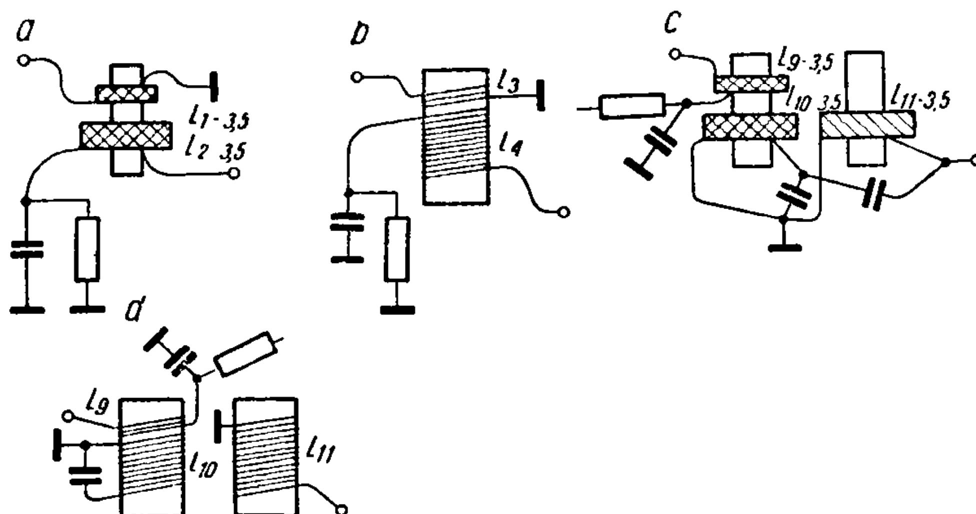
Tablica 1-14

Konwerter z filtrami pasmowymi. Dane cewek

Cewka	L µH	Zwojów	∅ korpusu mm	Długość uzwojenia mm	Przewód ∅ mm	Nawinięcie przewodu	Odstęp między osiami cewek cm
$L_{1-3,5}$	—	15	7	—	0,2	koszyk.	—
$L_{2-3,5}$	50	70	7	3	lica 7×0,07	„	—
L_1	—	6	10	—	0,2	jedno-warstw.	—
L_2	13	36	10	11	0,2	„	—
L_3	—	5	10	—	0,3	„	—
L_4	3	18	10	13	0,5	„	—
L_5	—	4	12	—	0,3	„	—
L_6	1,5	11	12	15	0,8	„	—
L_7	—	3	12	—	0,3	„	—
L_8	0,8	8	12	12	0,8		
$L_{9-3,5}$	—	20	7	—	0,2	koszyk.	—
$L_{10-11(3,5)}$	60	70	7	3	lica 7×0,07	„	14
L_9	—	12	10	—	0,2	jedno-warstw.	—
L_{10}, L_{11}	15	40	10	18	0,25	„	15
L_{12}	—	7	10	—	0,3	„	—
L_{13}, L_{14}	4	20	10	15	0,5	„	17
L_{15}	—	5	12	—	0,3	„	—
L_{16}, L_{17}	1,7	11	12	15	0,8	„	20
L_{18}	—	4	12	—	0,3	„	—
L_{19}, L_{20}	1	9	12	13	0,8	„	15

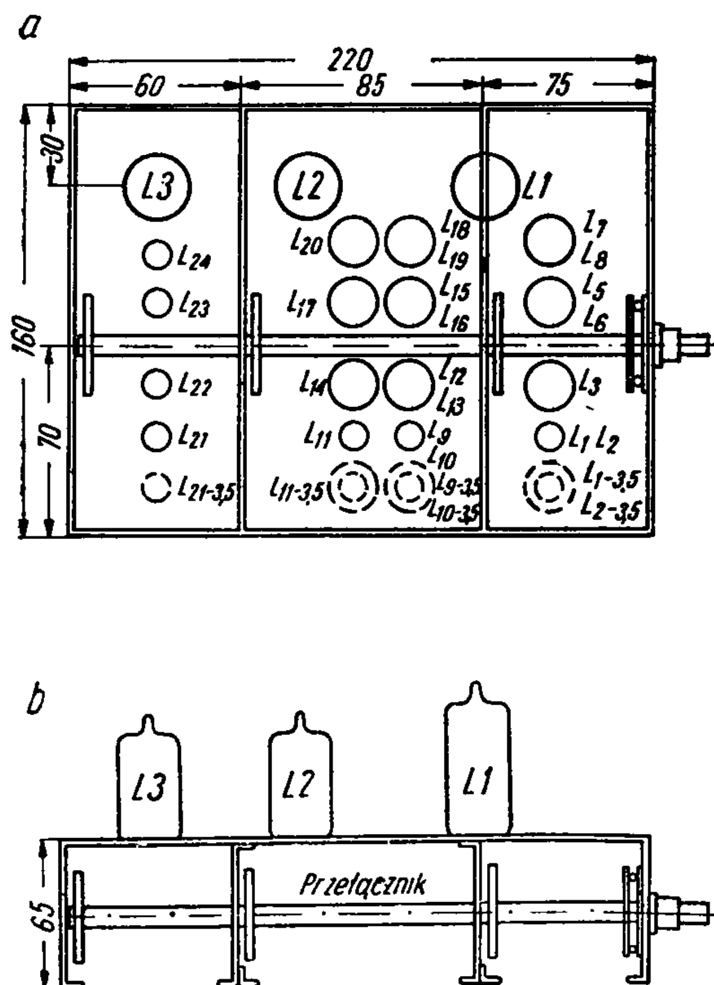
ko falomierz i obwód dostraja się trymerem lub rdzeniem na maksymalne wychylenie wskaźnika GDM.

Częstotliwości heterodyny leżą tu powyżej częstotliwości sygnału dla wszystkich pasm oprócz 28 MHz. Przy zastosowaniu „wyższego" kwarcu X_4 również i w tym pasmie sygnał heterodyny będzie leżał powyżej sygnału odbieranego, co w znacznym stopniu ułatwi odbiór SSB. W układzie z rys. 1-75 odbiornik przestraja



Rys. 1-76. Konstrukcja cewek konwertera z rys. 1-75

a — obwód wejściowy dla pasma 3,5 MHz, b — obwód wejściowy dla pozostałych pasm c — filtr pasmowy dla pasma 3,5 MHz, d — filtr pasmowy dla pozostałych pasm



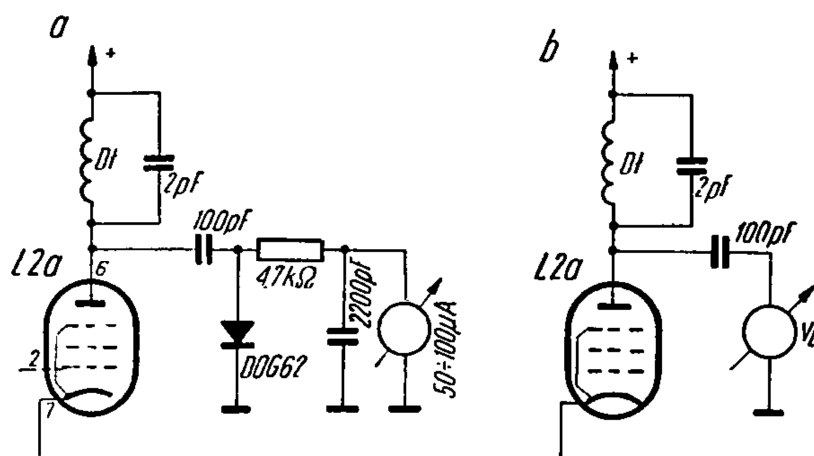
Rys. 1-77. Konstrukcja konwertera z rys. 1-75

a — widok od dołu chassis, b — widok z boku na chassis w przekroju

się w pasmie 28 MHz w kierunku od częstotliwości mniejszych do większych, pozostałe pasma są strojone odwrotnie.

Konstrukcję cewek pokazano na rys. 1-76, a konstrukcję konwertera — na rys. 1-77. Przestrzeń pod chassis jest podzielona przegrodami ekranującymi na trzy części — wejściową, zespołu filtrów pasmowych i heterodyny. Przegroda przechodzi przez podstawkę lampy *L1*, ekranując końcówki siatki i katody na podstawce od pozostałych końcówek. Takie rozwiązanie jest niezbędne, w przeciwnym bowiem razie EF 85 wpada od razu w oscylacje. Wszystkie obwody są przełączane przy pomocy trzech płytek 2×5 styków (przełącznik POW), w których wykorzystano po 4 styki. Wnętrze konwertera powinno być całkowicie ekranowane, co osiąga się przez wykonanie chassis w postaci pudełka z blachy aluminiowej, zaopatrzonego w przykręcaną od dołu pokrywkę.

Strojenie konwertera przeprowadza się za pomocą generatora sygnałowego, grid-dip-metra i woltomierza lampowego. W braku tego ostatniego można wykonać prosty woltomierz diodowy z wykorzystaniem mikroamperiomierza 50÷100 μA lub miernika uniwersalnego 20 kΩ/V. W anodę mieszacza włącza się woltomierz, jak pokazano na rys. 1-78a lub b, między siatkę lampy *L1* a masę



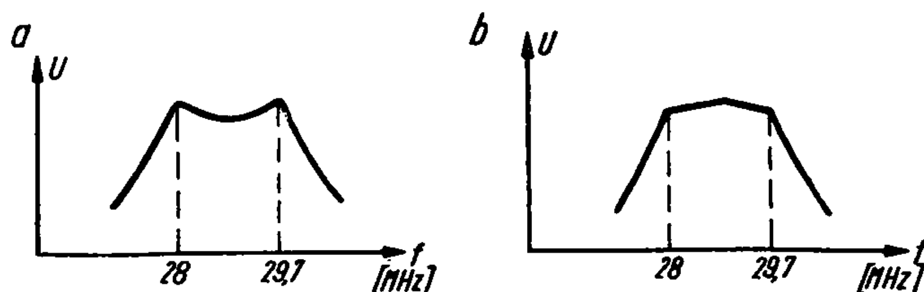
Rys. 1-78. Sposób włączania woltomierza w.cz. przy strojeniu konwertera
a — woltomierza zastępczego, b — woltomierza lampowego

włącza się opornik 51 kΩ. Generator sygnałowy przyłącza się na siatkę lampy *L1* przez kondensator ok. 300 pF.

Proces strojenia rozpoczyna się od pasma 28 MHz przy wyłączonym zasilaniu konwertera i wyjętej lampie *L3*. Na wstępie

obwody filtru pasmowego (cewki L_{19} i L_{20}) zestraja się grid-dip-metrem mniej więcej na pasmo 28 MHz. Strojenie rdzeniem jednej cewki wpływa na dostrojanie drugiego obwodu, należy więc takie strojenie przeprowadzać kilka razy, kolejno na L_{19} i L_{20}.

Ponieważ dla uzyskania tak szerokiego pasma obwody muszą być sprzężone nadkrytycznie, co jest związane ze wspomnianym już silnym wpływem strojenia jednego obwodu na drugi, przy strojeniu ich konieczne staje się tłumienie obwodu aktualnie nie strojonego. Do tego celu należy przygotować opornik ok. 3 kΩ, którego jedną końcówkę łączy się odcinkiem giętkiego przewodu o długości ok. 10÷15 cm z masą konwertora, a drugą końcówką dotyka się do tłumionego obwodu. Na wstępie ustawia się maksymalną amplitudę napięcia wyjściowego generatora, dostraja się go do środkowej częstotliwości pasma (tu — 28,85 MHz) i włącza zasilanie. Wskazówka miernika włączonego w anodzie lampy *L2* (rys. 1-78) powinna się wychylić. Rdzeniami cewek L_{19} i L_{20} uzyskuje się maksymalne wychylenie wskazówki. Jeżeli wychylenie to jest za duże, zmniejsza się poziom sygnału z generatora. Jeden z obwodów tłumi się teraz opornikiem 3 kΩ, drugi obwód dostraja się rdzeniem na maksimum wskazań miernika, po czym tłumi się drugi obwód, a dostraja pierwszy. Czynność tę powtarza się kilkakrotnie. Generator przestraja się teraz w granicach pasma, sprawdzając kształt krzywej przenoszenia filtru pasmowego, który przy danych cewek i ich odległościach podanych w tabl. 1-14, powinien być zbliżony do pokazanego na rys. 1-79a. Jeżeli w układzie zastosowano inne cewki, wyznaczona charakterystyka może różnić się od podanej na rys. 1-79, co oznacza konieczność przybliżenia lub oddalenia obu cewek od siebie. Przy pasmie zbyt



Rys. 1-79. Charakterystyka przenoszenia konwertera w pasmie 28 MHz
a — sam filtr pasmowy, b — obwód wejściowy i filtr pasmowy

wąskim cewki trzeba do siebie zbliżyć, przy zbyt szerokim — oddalić. W razie wykonywania obwodów również dla pasma 3,5 MHz sprzężenie okazuje się na ogół zbyt małe i oba obwody trzeba sprzęgać dodatkowo pojemnością ok. 2 pF.

W analogiczny sposób zestraja się obwody dla pozostałych pasm. Obwody wejściowe zestraja się po odłączeniu generatora i opornika 51 kΩ od siatki lampy, a następnie dołączeniu generatora na wejście antenowe konwertera. Przy nie zmienionej częstotliwości generatora (28,85 MHz, środek pasma 28 MHz) i kondensatorze zmiennym ustawionym na połowę pojemności strojąc rdzeniem cewki L_8 uzyskuje się maksymalne wychylenie miernika w anodzie pentody *L2*. Maksimum powinno być płaskie i dość słabo zaznaczone.

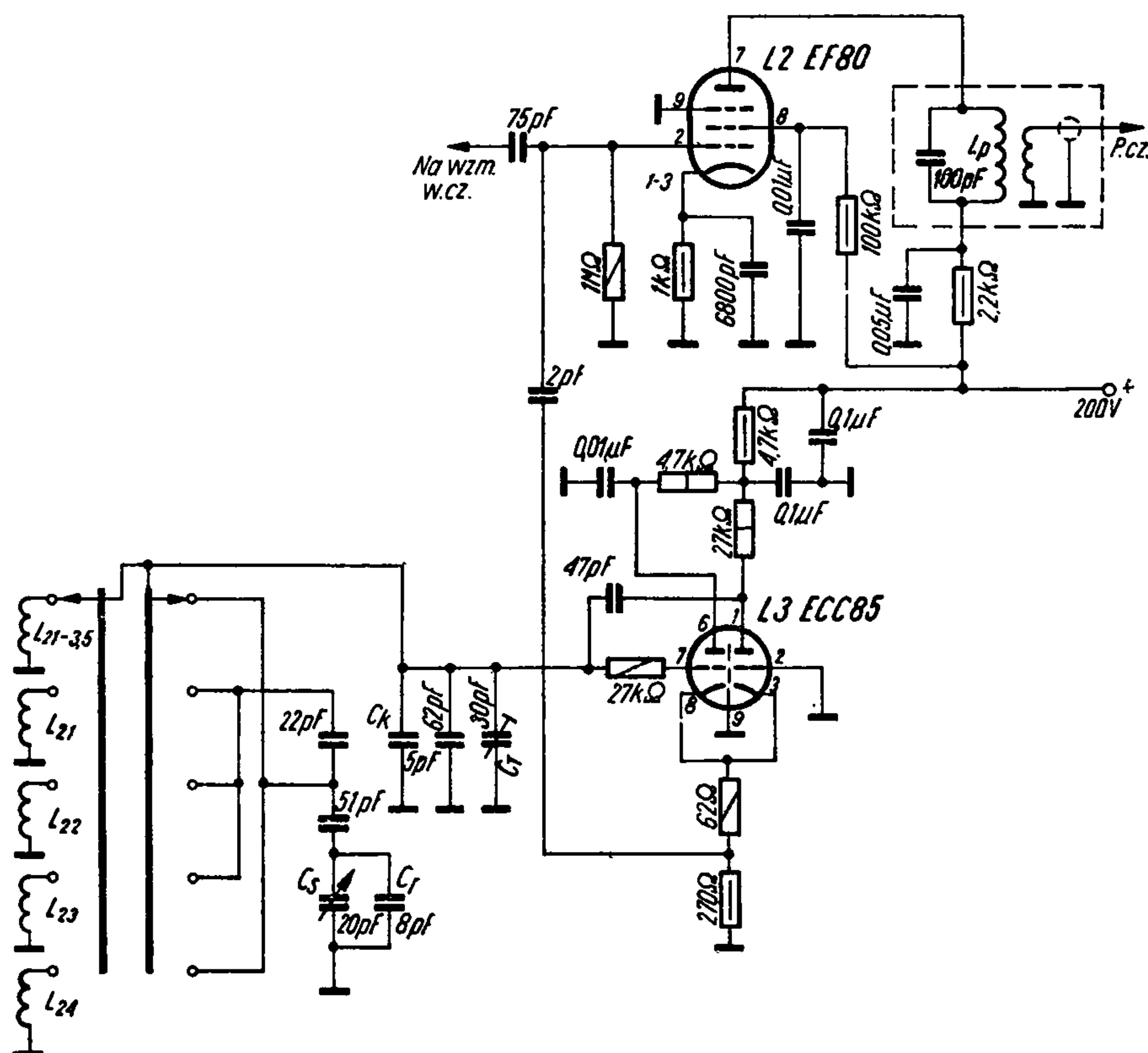
Obwody wejściowe dla pozostałych pasm zestraja się w analogiczny sposób, po czym wstawia się lampę *L3*. Jeżeli obwody dostrojone do częstotliwości overtonowych zostały zestrojone właściwie w sposób podany powyżej, konwerter powinien już pracować prawidłowo. Jeżeli konwerter ma współpracować z odbiornikiem US-P, wskazane jest takie dobieranie kwarców X_1—X_4, aby różnica częstotliwości pasma i heterodyny (lub odwrotnie) leżała w zakresie „2" tego odbiornika (1÷2 MHz), gdzie tłumienie sygnałów lustrzanych jest jeszcze zadowalające.

$$f_{h\ (trzeci\ overton)} - f_{pasmo} = (1 \div 2)\ \mathrm{MHz}$$

Dzięki zastosowaniu filtrów pasmowych we wzmacniaczu w.cz. układ z rys. 1-75 może być równie łatwo wykonany w wersji ze strojoną heterodyną, stanowiąc wtedy wraz ze współpracującym odbiornikiem superheterodynę z podwójną przemianą częstotliwości wg schematu blokowego z rys. 1-8b. Wersję ze strojoną heterodyną przedstawiono na rys. 1-80.

W układzie z rys. 1-80 mieszanie odbywa się również sposobem sumacyjnym na pierwszej siatce lampy *L2*, którą tu jest EF 80. Układ wzmacniacza w.cz. pozostaje bez zmian z tą tylko różnicą, że między wejście antenowe konwertera a suwak przełącznika wejściowych cewek sprzęgających należy włączyć równoległy obwód rezonansowy, dostrojony do częstotliwości pośredniej (pułapkę). Heterodyna wykonana w układzie ze sprzężeniem katodowym jest strojona jednym kondensatorem, odpowiednio skraca-

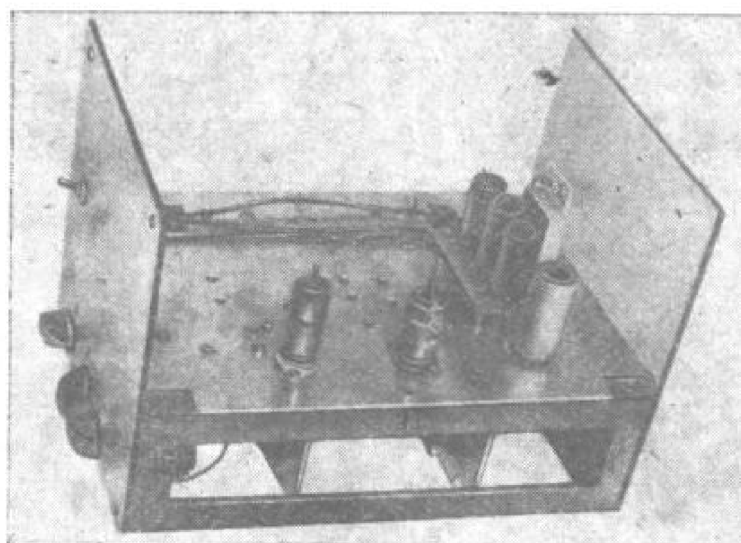
nym pojemnościami szeregowymi zależnie od pasma. W anodzie lampy mieszającej znajduje się pojedynczy obwód dostrojony do p.cz. Sygnał p.cz. jest podawany z tego obwodu do odbiornika przez cewkę sprzęgającą. Dla uzyskania optymalnych parametrów zespołu konwerter-odbiornik częstotliwość pośrednia powinna wynosić 1500÷2000 kHz.

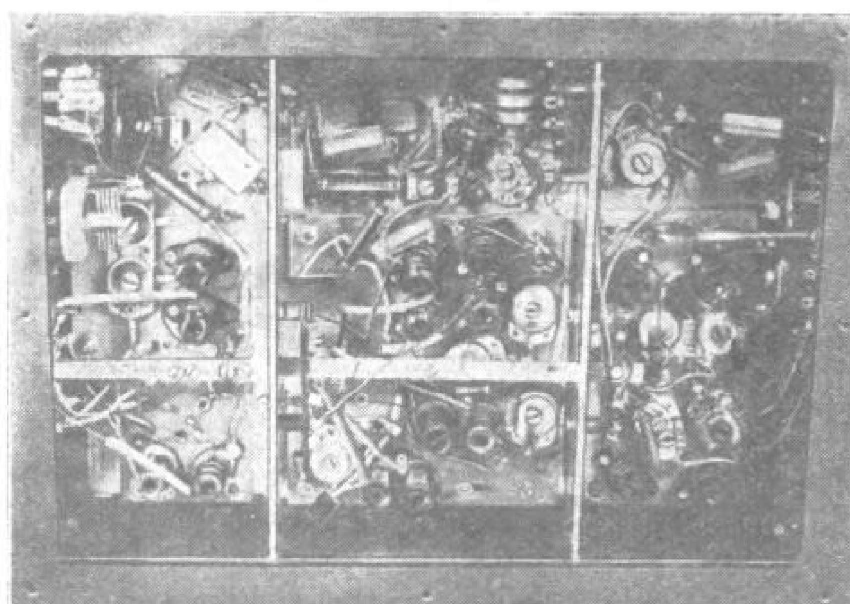


Rys. 1-80. Wersja konwertera z rys. 1-75 ze strojoną heterodyną

Strojenie obwodów heterodyny przeprowadza się wstępnie przy pomocy grid-dip-metra, podobnie jak to było uprzednio ze wzmacniaczem w.cz. Aby nie było żadnych wątpliwości co do częstotliwości pracy heterodyny (powinna ona być zawsze większa od częstotliwości sygnału), obwody heterodyny zestraja się grid-dip--metrem na częstotliwości większe od środkowych częstotliwości

pasm o wielkości p.cz. Następnie włącza się zasilanie konwertera, na wejście jego dołącza się generator sygnałowy, nastawiony na początek danego pasma, a współpracujący odbiornik dostraja się





Rys. 1-81. Wygląd konwertera z rys. 1-75
a — widok po zdjęciu górnej części obudowy, b — widok od strony montażu

do wybranej p.cz. Kondensator strojenia heterodyny ustawia się teraz na maksimum i rdzeniem cewki heterodyny dla tego pasma stroi się aż do usłyszenia w odbiorniku sygnału z generatora.

Rozciągnięcie pasm na skali dobiera się przez odpowiednią zmianę pojemności włączonych szeregowo z C_s. Kondensator C_k o współczynniku termicznym pojemności N750 (czerwony KCR)

wraz z równolegle włączonym kondensatorem 62 pF (niebieski KCR) służą do kompensacji termicznej obwodu heterodyny. Trymer C_T służy do ew. korekcji zestrojenia w razie starzenia się elementów; przy wstępnym strojeniu jest on ustawiony na połowę pojemności.

Cewka obwodu pośredniej częstotliwości L_p powinna dawać rezonans na p.cz. z pojemnością ok. 80÷100 pF, co w prosty sposób sprawdza się za pomocą grid-dip-metra. Cewkę sprzęgającą nawija się o kilka mm od „zimnego" końca L_p w ilości ok. $^1/_3$ liczby zwojów otrzymanej eksperymentalnie cewki L_p. Przy strojeniu wzmacniacza w.cz. z tą wersją heterodyny należy, zamiast obwodu p.cz. w anodzie *L2*, włączyć tam opornik 10 kΩ 1 W.

Kondensator strojeniowy C_s powinien być wyposażony w odpowiednią przekładnię bez luzów.

Przykładowe dane cewek heterodyny dla p.cz. wynoszącej ok. 2 MHz podano w tabl. 1-15. Wszystkie cewki są nawinięte jednowarstwowo na korpusach ⌀ 7 mm z rdzeniami, długość uzwojenia 14 mm.

Tablica 1-15

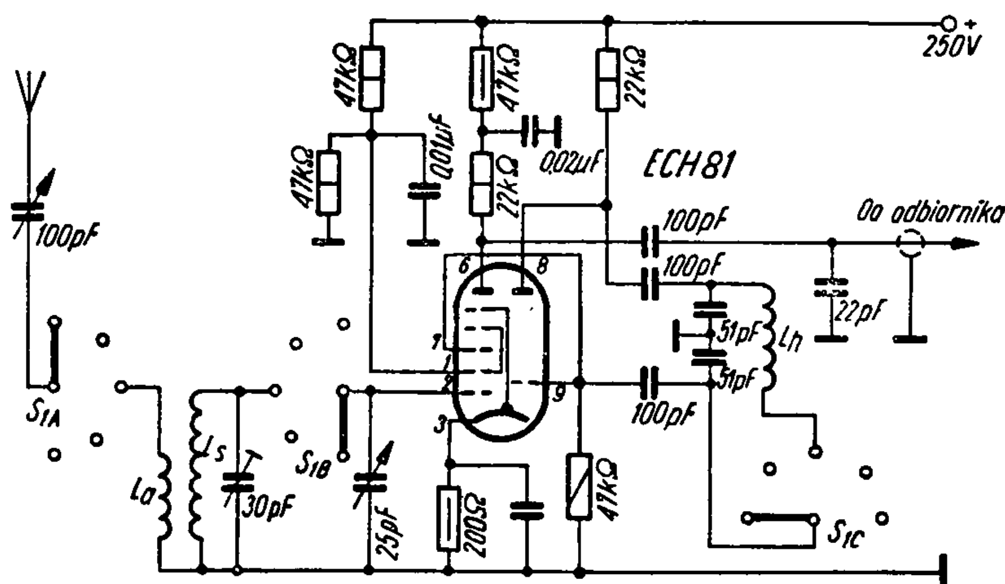
Konwerter z filtrami pasmowymi. Dane cewek strojonej heterodyny

Cewka	L μH	Zwojów	⌀ przewodu mm
$L_{21\text{-}3,5}$	10	44	0,2
L_{21}	3,8	26	0,5
L_{22}	1,2	13	0,8
L_{23}	0,5	9	1,0
L_{24}	0,3	6	1,0

1.7.2.3. Jednolampowy konwerter bez kwarców

Jest to prosty układ, przewidziany w zasadzie dla dołączenia do odbiornika radiofonicznego z zakresem fal średnich (ale dobrze ekranowanego i bez anteny ferrytowej!), choć może też współpracować z odbiornikiem komunikacyjnym w rodzaju US-P. Zamiast kwarcu w heterodynie znajduje się obwód *LC*, co wprawdzie obniża koszt konwertera, ale znacznie utrudnia jego wykonanie (trzeba nawijać cewki i stroić obwody), a ponadto stabilność

konwertera na wyższych pasmach nie jest zadowalająca. Jeżeli konstruktor ma kwarce, można je wstawić bez żadnych przeróbek układu w miejsce L_h. Należy jednak pamiętać, że w podanym układzie kwarce będą generowały tylko na częstotliwości podstawowej.



Rys. 1-82. Jednolampowy konwerter bez kwarców

Częstotliwość pośrednią konwertera wybiera się równą 1,5 MHz, licząc od początku pasm amatorskich, przy czym częstotliwości heterodyny są większe od częstotliwości sygnału. Na odbiorniku otrzymuje się więc początek pasma amatorskiego w punkcie skali odpowiadającym 1500 kHz (fale 200 m), a przez przestrajanie odbiornika w kierunku fal dłuższych uzyskuje się odbiór innych częstotliwości pasm. Aby sygnały odbieranych stacji nie były zakłócone silnymi sygnałami stacji radiofonicznych, należy konwerter szczelnie obudować w pudełku metalowym, a kabel łączący go z odbiornikiem powinien być możliwie krótki i dobrze ekranowany. Bardzo wskazane jest dodatkowe ekranowanie zespołu cewek odbiornika współpracującego, jeżeli jest to odbiornik radiofoniczny. Rzadko bywa to jednak możliwe.

Cewki obwodów można nawinąć na korpusach o średnicy np. 9 mm z rdzeniami, co jednak nie jest krytyczne; ważna jest tylko częstotliwość rezonansowa obwodów, równa częstotliwościom poszczególnych pasm dla obwodów wejściowych, a częstotliwościom

tych pasm plus 1,5 MHz — dla obwodów heterodyny. Dla podanego korpusu liczby zwojów będą orientacyjnie wynosić

3,5 MHz:	L_a — 14 zw.	21 MHz:	L_a — 4 zw.
	L_s — 63 zw.		L_s — 12 zw.
	L_h — 50 zw.		L_H — 12 zw.
7 MHz:	L_a — 8 zw.	28 MHz:	L_a — 3 zw.
	L_s — 32 zw.		L_s — 8 zw.
	L_h — 25 zw.		L_H — 8 zw.
14 MHz:	L_a — 5 zw.		
	L_s — 16 zw.		
	L_H — 12 zw.		

Cewki L_a — na korpusie L_s, 4 mm od „zimnego" końca L_s

Cewki dla 3,5 MHz nawija się w sposób dowolny drutem DNE 0,15 mm, dla pozostałych pasm — drutem DNE 0,3 mm zwój przy zwoju.

Dokładne liczby zwojów ustala się, sprawdzając grid-dip-metrem częstotliwości rezonansowe obwodów. Obwody wejściowe można też wykonać wg danych dla układu z rys. 1-75. Do określania początków pasm wskazane jest wykorzystanie generatora sygnałowego lub kalibratora kwarcowego: generator nastawia się na początek danego pasma, a obwód heterodyny dostraja się tak, aby na współpracującym odbiorniku usłyszeć sygnał generatora w punkcie skali oznaczonym „1500 kHz" lub „200 m".

1.7.2.4. Dwupasmowy konwerter z jednym kwarcem

Konwerter (rys. 1-83) składa się ze wzmacniacza w.cz. na lampie EF 89 (bardzo odpornej na modulację skrośną) z zestrojonymi na stałe na środek pasm obwodami, mieszacza na jednej połówce podwójnej triody ECC 85 oraz heterodyny, pracującej w układzie overtonowym Jonesa na drugiej triodzie tej lampy. Sygnał wyjściowy odbiera się z katody mieszacza. Wielkość podawanego na siatkę mieszacza napięcia heterodyny reguluje się pojemnością sprzęgającą obwód heterodyny z mieszaczem. Od wielkości tej pojemności zależy częściowo siła sygnału wyjściowego o częstotliwości różnicowej.

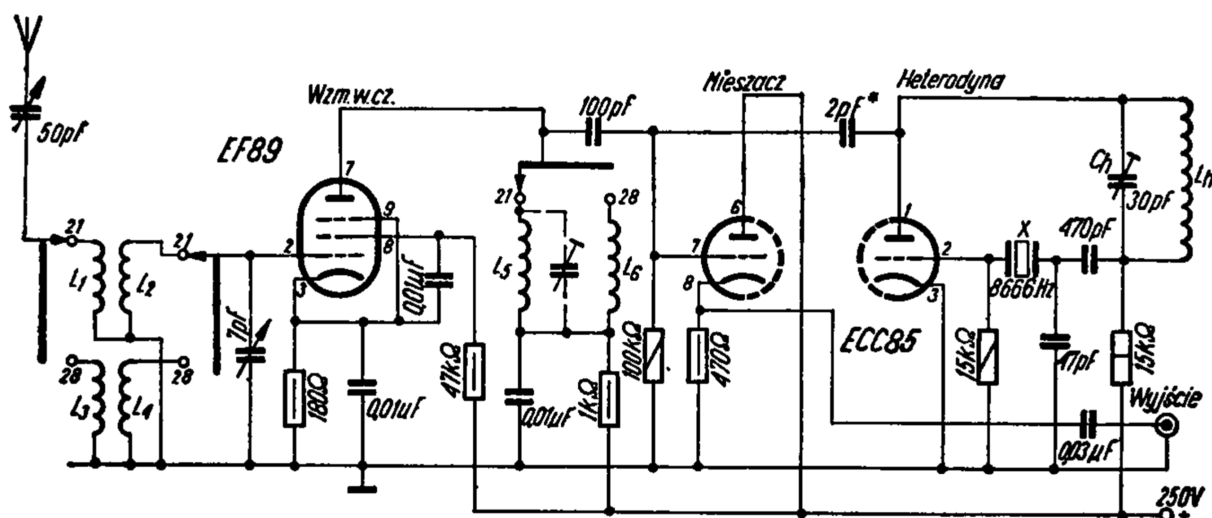
Przy użyciu kwarcu 8666 kHz obwód w anodzie heterodyny dostraja się do trzeciej częstotliwości overtonowej, wynoszącej

w tym przypadku 26 MHz. Przy odbiorze pasma 21 MHz odbiornik współpracujący przestraja się w pasmie

$$26{,}00-(21{,}00\div21{,}45)=5{,}00-4{,}55 \text{ MHz}$$

a przy odbiorze pasma 28 MHz — w pasmie ·

$$(28{,}00\div29{,}70)-26{,}00=2{,}00\div3{,}70 \text{ MHz.}$$



Rys. 1-83. Dwupasmowy konwerter z jednym kwarcem

Częstotliwość kwarcu *X* nie jest krytyczna, jednak dla kwarcu 8666 kHz odbiornik zaczyna się stroić od „równych" megaherców, co jest bardzo dogodne.

Dane cewek nie są krytyczne. Cewki wejściowe mogą być wykonane według opisu podanego przy omawianiu układu z rys. 1--75 przy założeniu, że między siatką EF 89 a masą zostanie włączona odpowiednia pojemność. Mogą one mieć również inne dane i nie wymagać stosowania dodatkowych pojemności, np.

L_1 — 4 zw. DNE 0,6 mm na korpusie L_2 od jej „zimnego" końca,
L_2 — 25 zw. DNE 0,6 na korpusie ⌀ 15 z rdzeniem, dł. uzw. 16 mm,
L_3 — 3 zw. DNE 0,6 na korpusie L_4 od jej „zimnego" końca,
L_4 — 16 zw. DNE na korpusie ⌀ 15 z rdzeniem, dł. uzw. 16 mm,
L_5 — 16 zw. DNE 0,6 na korpusie ⌀ 15 z rdzeniem, dł. uzw. 11 mm, zestrajana z pojemnościami obwodu i ew. trymerem na częstotliwości 21 220 kHz,
L_6 — 11 zw. DNE 0,6 na korpusie ⌀ 15 z rdzeniem, dł. uzw. 11 mm, zestrajana z pojemnościami obwodu na częstotliwości 28 800 kHz.

Użyte korpusy mogą być żebrowanymi korpusami KF „Pionier" o średnicy zewnętrznej 15 mm, zaleca się jednak użycie rdzeni ferrytowych z białą lub niebieską kształtką z materiału termoplastycznego.

Cewka heterodyny L_h może być taka sama jak L_6. Powinna ona dawać rezonans z trymerem C_h na trzeciej częstotliwości overtonowej kwarcu.

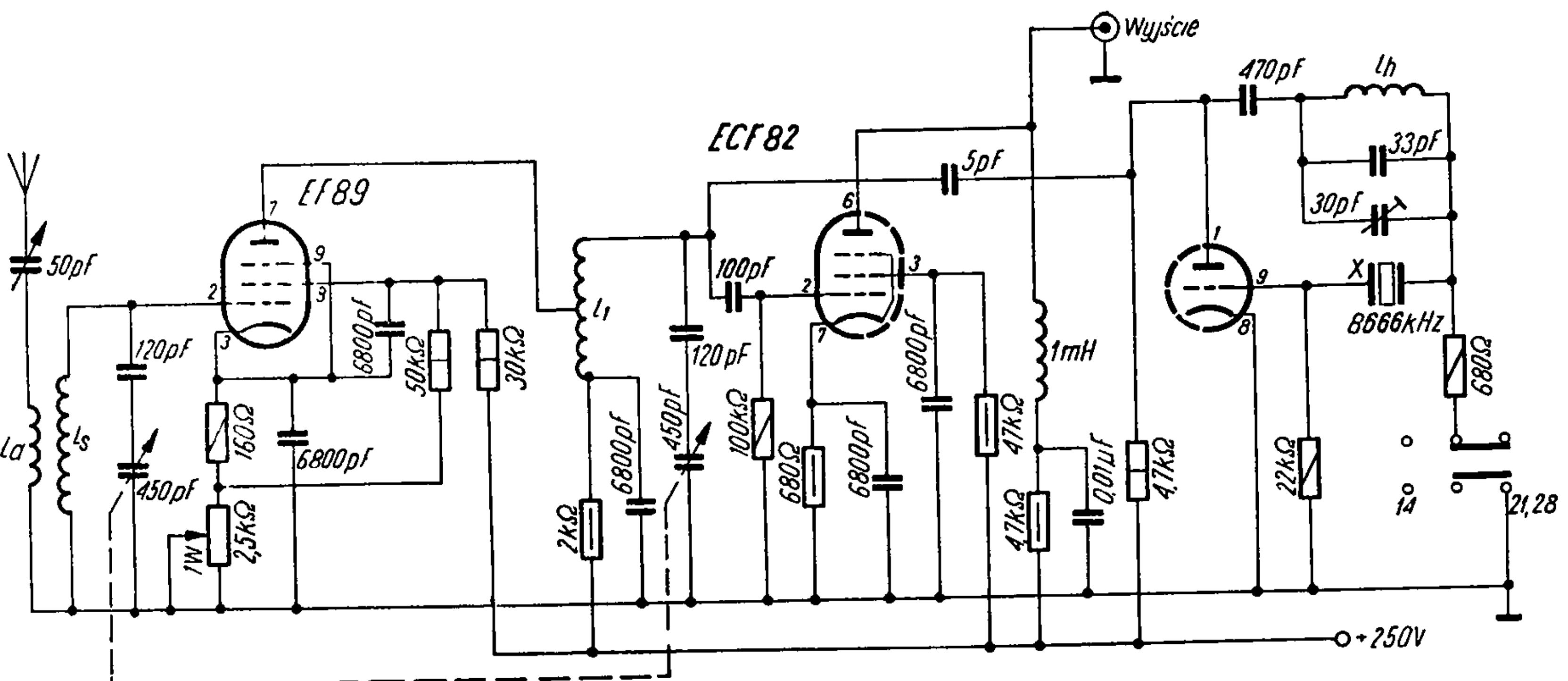
Nieco większe wzmocnienie można uzyskać, włączając w anodę mieszacza dławik (np. jedną sekcję dławika 2,5 mH lub też 2 m drutu nawinięte na korpusie opornika OWS 1 MΩ 1 W zwój przy zwoju). Sygnał wyjściowy odbiera się wtedy z anody mieszacza, lecz wówczas połączenie konwertera z odbiornikiem musi być bardzo krótkie. Opornik w katodzie mieszacza zablokowuje się kondensatorem 6800 pF.

Opisywany konwerter nadaje się szczególnie do współpracy z odbiornikami US-9 bez pasm 21 i 28 MHz.

Zamiast EF 89 można stosować EF 85 i EF 183 (uwaga — bardzo podatne na wzbudzanie się!), 6П1Ж (6AK5), ECC 88 w układzie kaskody (patrz rys. 1-70). Zamiast ECC 85 można stosować ECC 88, 6Н3П itp. dowolne podwójne triody o dużym nachyleniu. Przy wykonywaniu konwertera należy koniecznie umieścić ekran na podstawce EF 89 tak, aby ekranował jej wejście od wyjścia (siatkę od anody).

1.7.2.5. Trzypasmowy konwerter z jednym kwarcem

Konwerter przedstawiony na rys. 1-84 umożliwia odbiór w pasmach 14, 21 i 28 MHz. W celu uproszczenia przełączania jego wzmacniacz w.cz. na lampie EF 89 (bardzo odpornej na modulację skrośną) jest strojony podwójnym agregatem kondensatorów od odbiornika radiofonicznego. Szeregowo z każdą sekcją kondensatora jest włączony mikowy kondensator 120 pF, co jest równoważne w sumie agregatowi 2×100 pF. Przy użyciu takich cewek wzmacniacz przestraja się w zakresie ok. 13,7÷30 MHz. W celu zmiany pasma wystarcza tylko przełączenie wyłącznika błyskawicznego w heterodynie i dostrojenie odbiornika kondensatorem zmiennym do pasma. Pasmo 14 MHz występuje w pobliżu maksy-



Rys. 1-84. Trzypasmowy konwerter z jednym kwarcem i strojonym wzmacniaczem w.cz.

malnej pojemności kondensatora, a pasmo 28 MHz — w pobliżu minimum.

W heterodynie wykorzystano tylko jeden kwarc o częstotliwości podstawowej 8666 kHz. W pasmach 21 i 28 MHz heterodyna pracuje jako generator overtonowy, w którym obwód (L_h+pojemności) wydziela trzecią częstotliwość overtonową 26 MHz, podobnie jak w konwerterze z rys. 1-83. Na zakresie 14 MHz kwarc pracuje na częstotliwości podstawowej i odbiornik współpracujący stroi się w pasmie (5334÷5784) kHz. To kompromisowe rozwiązanie ma więc pewną niedogodność przy odbiorze najniższego pasma 14 MHz, a mianowicie częstotliwość pośrednia jest zbyt duża.

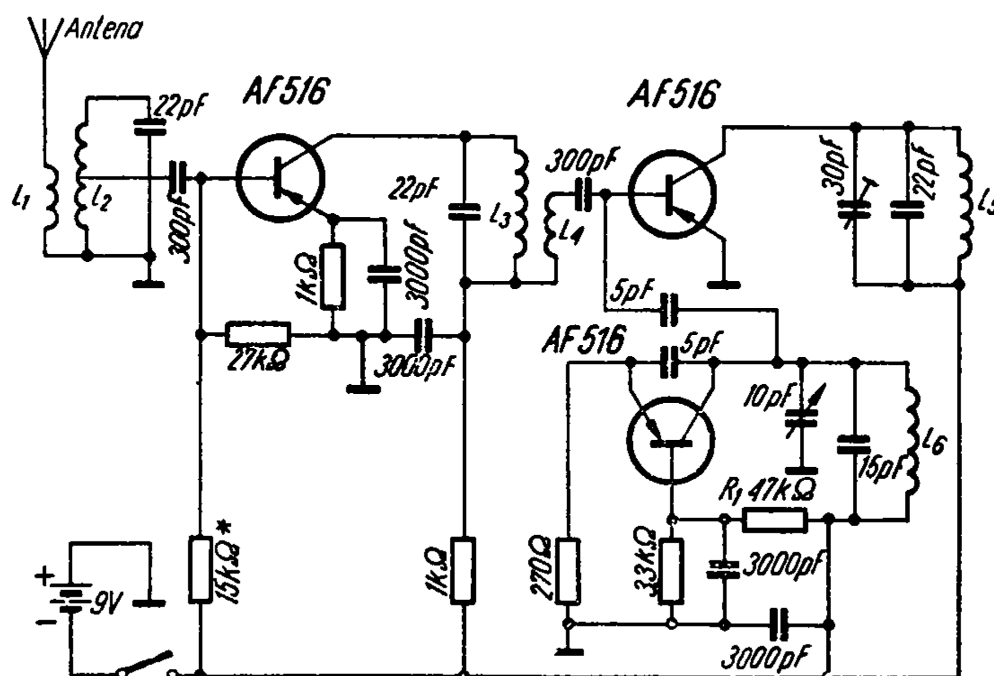
Używając kwarcu 5666 kHz i dostrajając obwód heterodyny do 17 MHz, uzyskuje się konwerter pokrywający pasma 7—14—21 MHz. Wymaga to jednak zmiany cewek wzmacniacza w.cz. W układzie podstawowym z rys. 1-84 możliwe jest uzyskanie nawet czterech pasm pod warunkiem zastosowania wzmacniacza w.cz. z przełączanymi obwodami, zawierającego również obwody dla 7 MHz. Kwarc pracuje dla pasma 7 MHz również na częstotliwości podstawowej, a odbiornik przestraja się w pasmie (1,333÷÷1,233) MHz.

Cewka L_5 jest nawinięta na korpusie ϕ 15 (żebrowany korpus KF „Pionier" z rdzeniem) drutem DNE 0,5 mm, 8 zwojów zwój przy zwoju. Cewkę L_a tworzą 2 zwoje DNE 0,5 mm umieszczone 3 mm od „zimnego" końca cewki L_s. Cewka L_1 ma 7 zwojów DNE 0,5 mm na korpusie jw., odczep na drugim zwoju od strony „zimnego" końca.

Zamiast EF 89 można użyć EF 85, a nawet EF 183. Wzmocnienie konwertera znacznie wtedy wzrośnie, lecz jednocześnie układ stanie się podatny na modulację skrośną. Aby zapobiec wzbudzaniu się, przed podstawką lampy wzmacniacza w.cz. należy przeprowadzić ekran. Cały konwerter powinien być wykonany w szczelnym elektrycznie pudełku metalowym o wymiarach chassis np. 150×100×50 mm. Połączenie konwertera z odbiornikiem powinno być ekranowane i jak najkrótsze. Możliwość wykonania długiego połączenia istnieje dopiero przy zainstalowaniu w układzie dodatkowej lampy pracującej jako wtórnik katodowy (np. EF 80 połączonej w triodę itp.) i odbieraniu sygnału z jej katody.

1.7.2.6. Tranzystorowy konwerter na pasmo 28 MHz

Konwerter jest przeznaczony do współpracy z tranzystorowym odbiornikiem przenośnym mającym zakres fal średnich, przy czym nie jest wymagane bezpośrednie połączenie tego odbiornika z konwerterem — wystarczy, że jeden stoi obok drugiego.



Rys. 1-85. Tranzystorowy konwerter na pasmo 28 MHz

Konwerter składa się ze wzmacniacza w.cz., mieszacza i strojonej heterodyny. Częstotliwość pośrednia wydzielana w obwodzie włączonym w kolektor mieszacza wynosi 1600 kHz. Wzmacniacz w.cz. jest konwencjonalny, podobnie jak strojona heterodyna. Mieszacz pracuje w warunkach zapewniających maksymalną jego nieliniowość, a zatem dużą sprawność przemiany. Sprzężenie między współpracującym odbiornikiem a konwerterem zapewnia cewka L_5, umieszczona na części pręta ferrytowego od oryginalnej anteny. Jest to cewka średniofalowa od odbiornika przenośnego (np. „Kolibra" lub „Minora"), rezonująca z równoległymi pojemnościami na 1600 kHz. Ustawiwszy konwerter obok odbiornika tak, aby oś L_5 leżała na osi anteny ferrytowej odbiornika, uzyskuje się maksymalne sprzężenie, po czym odbiornik dostraja się do 1600 kHz.

Wszystkie cewki, oprócz L_5, są nawinięte na korpusach z rdzeniami (najlepiej ceramicznych, choć mogą być też polistyrenowe)

ϕ 12, drutem DNE 0,6 mm. Cewki L_2, L_3 i L_6 mają po 18 zwojów, zwój przy zwoju, odczep w L_2 na drugim zwoju od strony uziemionego końca. Cewka L_1 ma 2 zwoje i jest nawinięta przy uziemionym końcu L_2, cewka L_3 — również 2 zwoje przy „zimnym" końcu L_4.

Po prawidłowym zmontowaniu układu, lecz bez tranzystorów, wlutowuje się tranzystor heterodyny. W doprowadzenię zasilania wstawia się miliamperomierz. Przybliżając cewkę grid-dip-metra do L_6 określa się najpierw częstotliwość rezonansową obwodu heterodyny (GDM pracuje jako generator), po czym przełącza się GDM na układ falomierza i sprawdza, czy heterodyna generuje. Jeżeli nie, opornik R_1 dobiera się tak, aby tranzystor zaczął generować, co objawia się spadkiem prądu płynącego z baterii i wychyleniem wskaźnika grid-dip-metra. Częstotliwość generacji ustala się na wartości 26,5 MHz, strojąc rdzeniem cewki przy maksymalnej pojemności kondensatora strojeniowego. Zmniejszenie tej pojemności będzie więc powodowało przestrajanie pasma odbieranego „w górę".

Przy prawidłowej pracy heterodyny pobiera ona prąd 2,5÷÷3,6 mA.

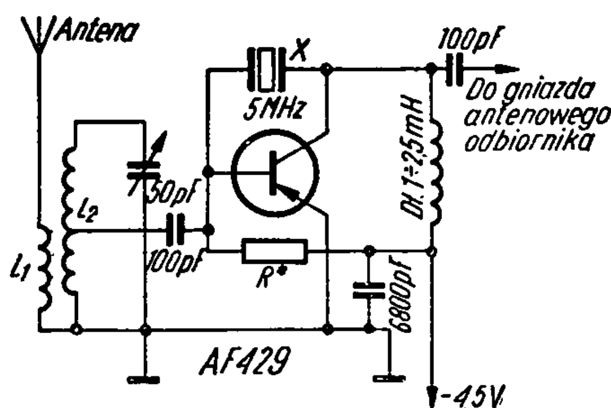
Następną czynnością jest zestrojenie obwodu p.cz. (L_5) na częstotliwość 1600 kHz, co wykonuje się przez sprzęgnięcie cewki grid-dip-metra z cewką L_5 i dobranie odpowiedniej pojemności równolegle włączonej do L_5. Teraz wlutowuje się pozostałe tranzystory, koryguje dostrojenie L_5 i zestraja grid-dip-metrem obwody wzmacniacza w.cz. Dokładne zestrojenie tych obwodów przeprowadza się na maksymalny poziom szumów. Można sobie tu pomóc, włączając jakiekolwiek urządzenie z kolektorowym silnikiem elektrycznym (np. golarkę czy odkurzacz), które wytwarza silne szumy na wyższych pasmach. Odpowiednio też dostraja się obwód z L_5.

Konwerter pracuje z anteną długości kilku metrów, choć dobre wyniki daje też użycie teleskopowej anteny od odbiorników przenośnych.

W tym samym układzie można wykonać konwerter na dowolne inne pasmo, ustawiając częstotliwość heterodyny na ogół poniżej pasma, z wyjątkiem 3,5 MHz, gdzie heterodyna pracuje powyżej pasma.

1.7.2.7. Jednotranzystorowy konwerter na pasmo 3,5 MHz

Konwerter ten służy, podobnie jak poprzedni, do odbioru jednego pasma amatorskiego na tranzystorowy odbiornik przenośny. Dzięki rezygnacji ze wzmacniacza w.cz. nie potrzebnego na pasmie 3,5 MHz i wykonaniu mieszacza samooscylującego z kwarcem,



Rys. 1-86. Jednotranzystorowy konwerter na pasmo 3,5 MHz

uzyskano szczyt prostoty konstrukcji. Generator na tranzystorze AF 429 (można użyć dowolnego tranzystora w.cz. o $f_T \geqslant 20$ MHz) pracuje na podstawowej częstotliwości kwarcu o 1,5 MHz większej od dolnej granicy pasma. Odbiornik stroi się więc od 1500 kHz („200 m") w dół. Można użyć kwarcu o mniejszej częstotliwości, lecz nie mniejszej od 4,5 MHz.

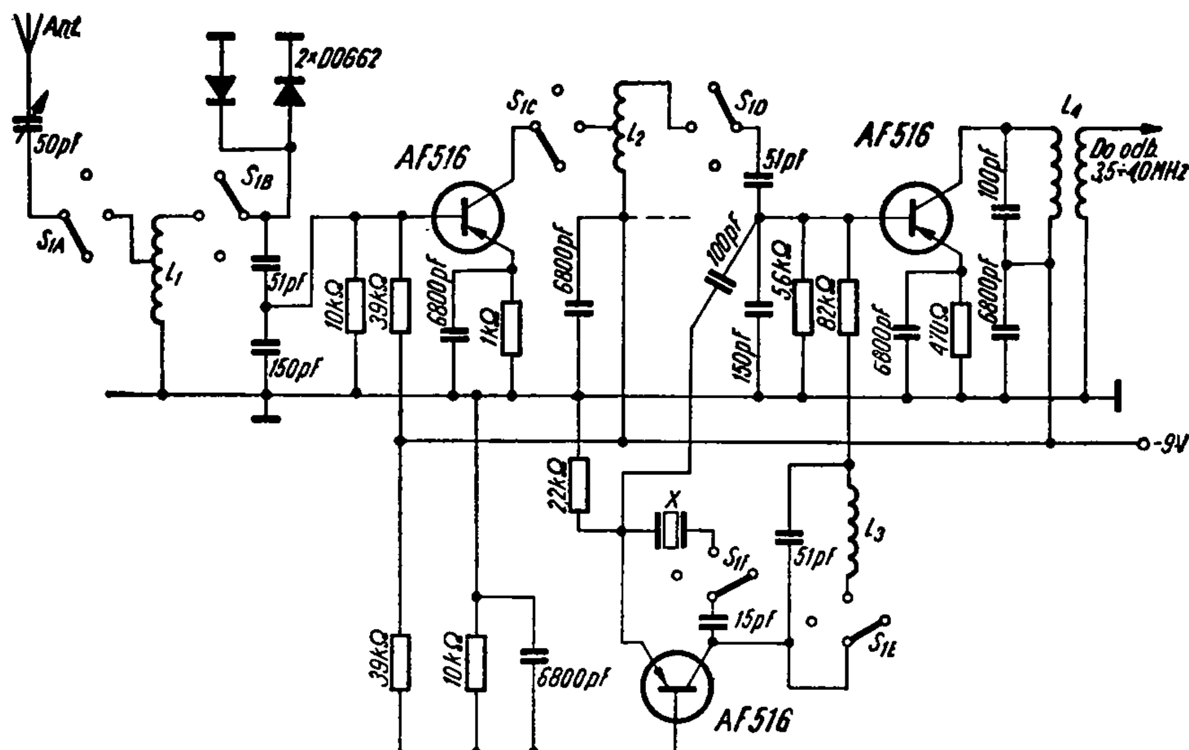
Wartość opornika *R* zależy od egzemplarza tranzystora i może zawierać się w granicach od 150 kΩ do 1 MΩ. Wartość początkowa wynosi ok. 360 kΩ, co określa się przy wyjętym kwarcu, kiedy prąd kolektora tranzystora powinien wynosić 2÷2,5 mA. Po włożeniu kwarcu prąd ten powinien znacznie zmaleć.

Cewka L_2 jest nawinięta na żebrowanym korpusie KF „Pionier" średnicy 15 mm, drutem DNE 0,15 mm, 58 zwojów przy zwoju, odczep na 16 zwoju od strony uziemionego końca. Cewka L_1 ma 8 zwojów DNE 0,15 mm, nawiniętych przy uziemionym końcu L_2.

Należy zaznaczyć, że oba opisane tu konwertery przy współpracy z tranzystorowym odbiornikiem radiofonicznym umożliwiają odbiór wyłącznie emisji A3.

1.7.2.8. Tranzystorowy konwerter na trzy wyższe pasma amatorskie

Konwerter składa się ze wzmacniacza w.cz., mieszacza i heterodyny, wykonanych na tranzystorach AF 516 lub podobnych, o dużej f_T. Zakresy pracy są przełączane trzema płytkami przełącznika 2×3 pozycje. Na wejściu konwertera znajduje się konwencjonalny diodowy układ zabezpieczający. Heterodyna pracu-



Rys. 1-87. Tranzystorowy konwerter na pasma 14—21—28 MHz

je z kwarcami overtonowymi, praktycznie jednak każdy kwarc o częstotliwości podstawowej trzykrotnie mniejszej od podanej częstotliwości overtonowej, będzie tu pracował prawidłowo na trzecim overtonie. Kwarc dobiera się tak, aby częstotliwość wyjściowa konwertera leżała zawsze w pasmie 3,5÷4,0 MHz. W razie trudności w dobraniu takich kwarców obwód w kolektorze mieszacza należy zamienić na dławik w.cz. o indukcyjności 1÷÷2,5 mH, co jednak narzuca krótkie połączenie konwerter-odbiornik.

Wszystkie cewki są nawinięte na korpusach ⌀ 6,5 mm z rdzeniami. Nie przełączana cewka L_4 ma 45 zwojów DNE 0,15 mm,

uzwojenie sprzęgające z odbiornikiem ma 12 zwojów i jest umieszczone w pobliżu „zimnego" końca cewki. Uzwojenia obu cewek warstwowe, zwój przy zwoju.

Dane cewek i kwarców dla poszczególnych pasm:

Pasmo 14 MHz:
L_1 — 23 zwoje DNE 0,4 mm, odczep na 4 zwoju,
L_2 — 23 zwoje DNE 0,4 mm, odczep na 12 zwoju,
L_3 — 13 zwojów DNE 0,6 mm,
kwarc — overtonowy 10,5 MHz lub podstawowy 3,5 MHz.

Pasmo 21 MHz:
L_1 — 14 zwojów DNE 0,6 mm, odczep na 2 zwoju,
L_2 — 12 zwojów DNE 0,6 mm, odczep na 8 zwoju,
L_3 — 8 zwojów DNE 0,6 mm,
kwarc — overtonowy 17,5 MHz lub podstawowy 5,5 MHz.

Pasmo 28 MHz:
L_1 — 10 zwojów DNE 0,6 mm, odczep na 2 zwoju,
L_2 — 10 zwojów DNE 0,6 mm, odczep na 5 zwoju,
L_3 — 4 zwoje DNE 0,6 mm,
kwarce:

28,0÷28,5 MHz	overtonowy	24,5 MHZ	lub	podstawowy	8,166 MHz,
28,5÷29,0 MHz	„	25,0 MHz	„	„	8,333 MHz,
29,0÷29,5 MHz	„	25,5 MHz	„	„	8,500 MHz,
29,5÷30,0 MHz	„	26,0 MHz	„	„	8,666 MHz.

Konwerter zestraja się w sposób konwencjonalny, najpierw grid-dip-metrem obwody heterodyny przy wyjętych kwarcach i obwód p.cz., następnie obwody wzmacniacza w.cz. Po włączeniu zasilania i włożeniu kwarców grid-dip-metrem pracującym jako falomierz sprawdza się, czy heterodyna pracuje, ew. dostrajając obwody na maksymalne wychylenie wskaźnika grid-dip-metra dostrojonego do częstotliwości overtonowej kwarcu dla danego zakresu. Obwody wzmacniacza w.cz. i obwód wyjściowy zestraja się na maksymalny sygnał słyszany w odbiorniku przy podaniu na wejście konwertera sygnału o częstotliwości środkowej danego pasma. Do wytwarzania tego sygnału może służyć generator sygnałowy, grid-dip-meter pracujący jako generator, VFO pracujące z powielaczami nadajnika, a nawet sygnały stacji amatorskich pracujących w tym pasmie.

1.7.3. Odbiorniki superheterodynowe

1.7.3.1. Amatorski odbiornik z podwójną przemianą częstotliwości w układzie klasycznym

Jest to siedmiolampowy odbiornik superheterodyny (rys. 1-88) ze stałą pierwszą p.cz. wynoszącą 1,7 MHz i stałą drugą p.cz. wynoszącą 112 kHz. Odbiornik jest wyposażony w ogranicznik trzasków i strojone BFO.

Wzmacniacz w.cz. pracuje z aperiodycznym obciążeniem w anodzie (dławik, a ściślej dwa dławiki połączone szeregowo jak w układzie z rys. 1-69) na bardzo odpornej na modulację skrośną lampie EF 89. Wzmocnione sygnały w.cz. są podawane na mieszacz jednosiatkowy, wykonany na pentodzie lampy ECF 82, powszechnie do tego celu używanej. Heterodyna pracuje na triodowej części tej lampy, będąc słabo sprzężona z układem mieszacza przez umieszczony bezpośrednio na podstawce lampy kondensator 2 pF oraz pojemności podstawki. Układ heterodyny jest konwencjonalny (Meissner). Obwody: wejściowy, mieszacza i heterodyny są strojone trzysekcyjnym agregatem kondensatorów 3×35 pF, uzyskanym ze starego odbiornika niemieckiego UKWEe (Ultrakurzwellenempfäger „e").

Między pierwszym a drugim mieszaczem znajduje się poczwórny filtr p.cz. 1,7 MHz. Filtr taki uzyskuje się przez połączenie dwóch typowych filtrów 1,7 MHz oraz sprzężenie ich małą pojemnością. Bezpośrednio po filtrze znajduje się drugi mieszacz, pracujący w klasycznym układzie mieszacza dwusiatkowego na popularnej lampie ECH 81. Na triodzie tej lampy jest wykonana heterodyna. W układzie pokazanym na rysunku heterodyna ma obwód *LC* zestrojony na stałe do częstotliwości o 112 kHz mniejszej od p.cz., choć znacznie lepszym rozwiązaniem byłoby umieszczenie tam kwarcu. Tu wyłania się pewna, rzadko doceniana zaleta odbiornika tylko na pasma amatorskie: przy bardzo wąskich pasmach przestrajania możliwa jest zmiana I p.cz. w dość znacznych granicach dla „dopasowania się" do posiadanego kwarcu tak, aby druga p.cz. była równa 112 kHz.

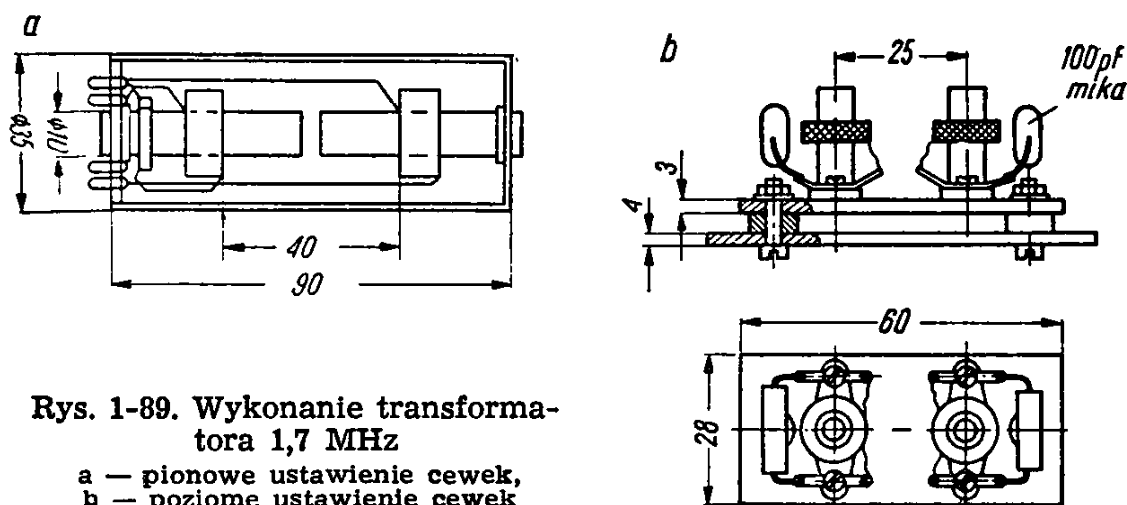
Sygnały II p.cz. są podawane na dwustopniowy wzmacniacz p.cz. 112 kHz, wykonany na typowych filtrach p.cz. od odbiornika US-P, mających zadowalającą selektywność. Typowy jest

również układ detektora i ogranicznika trzasków. Automatyka pracuje bez opóźnienia, co nie należy do zalet, ale zawsze można ją wyłączyć.

BFO odbiornika na triodzie lampy ECH 81, której heksoda jest pierwszym wzmacniaczem m.cz. Strojenie BFO odbywa się za pomocą kondensatora zmiennego 20 pF. Końcowy wzmacniacz m.cz. na lampie EL 84 jest również konwencjonalny, charakteryzuje się jednak znacznie lżejszymi niż w odbiorniku radiofonicznym warunkami pracy lampy.

Konwencjonalny jest również zasilacz, wykonany na lampie w układzie prostowania dwupołówkowego z transformatorem od odbiornika „Stolica" (2×310 V). Oprócz dobrego układu filtrującego w zasilaczu znajduje się stabilizator jarzeniowy 150 V, z którego są zasilane anody obu heterodyn i BFO.

Przykłady wykonania transformatora I p.c.z. pokazano na rys. 1-89. W układzie 1-89a transformator wykonuje się na korpusie



Rys. 1-89. Wykonanie transformatora 1,7 MHz
a — pionowe ustawienie cewek,
b — poziome ustawienie cewek

cylindrycznym z dwoma rdzeniami; średnica korpusu 10 mm. Każda cewka ma 55 zwojów DNE 0,15 i powinna rezonować z pojemnością ok. 200 pF. W wersji z rys. 1-89b transformator jest wykonany z dwóch cewek średniofalowych wejścia odbiornika „Nokturn" lub podobnego, z których odwinięto po 15 zwojów. Można też w tym miejscu użyć dwóch typowych filtrów p.cz. od odbiornika RSI-4.

Wszystkie cewki są nawijane na korpusach o średnicy 10 mm z rdzeniem. Cewki L_1, L_4 i L_5 są nawijane drutem DNE 0,2 mm, cewki L_2 i L_3 — drutem DNE 0,4 mm dla pasm 3,5, 7 i 14 MHz,

a DNE 1,0 mm — dla pozostałych pasm. Dane obwodów wejściowych nie są krytyczne — warunkiem tylko jest rezonans tych obwodów na dolnej częstotliwości pasma przy maksymalnej pojemności kondensatora strojeniowego (dla obwodu wejściowego — również przy połowie pojemności dodatkowego kondensatora zmiennego 20 pF) i pełne pokrycie zakresu przy zmianie pojemności do wielkości minimalnej. Dość krytyczne są tylko cewki heterodyny, które — wraz z równoległym trymerem i sekcją heterodynową kondensatora — określają odbieraną częstotliwość, a zakres przestrajania heterodyny musi być równy szerokości pasma. Z tego też względu w tabl. 1-16 przy ilościach zwojów dla cewki L_5 podano wartość pojemności równoległej do cewki.

Tablica 1-16

Dane cewek odbiornika z rys. 1-88

Cewka \ Pasmo	3,5	7	14	21	28
L_1 (zw.)	10	8	8	8	8
L_2 (zw).	42	25	20	14	9
L_3 (zw.)	40	23	18	12	8
L_3 odczepna	6	5	5	5	4
L_4	15 (100 pF)	12 (100 pF)	10 (30 pF)	8 (30 pF)	9 (0 pF)
L_5	6	5	3	3	2

L_7 ma 6 zw. DNE 0,15 mm przy „zimnym" końcu L_8
L_8 — 31 zw. DNE 0,2 mm
L_9 — 50 zw. DNE 0,15 mm przy „zimnym" końcu L_{10}
L_{10} — cewka filtru p.cz. odbiornika US-P lub innego z p.cz. 110÷112 kHz

Obwody obu p.cz. stroi się konwencjonalnie przy użyciu generatora w.cz. na maksimum wychylenia miernika na wyjściu odbiornika. Przy strojeniu należy wyłączać ARW. Obwody w.cz. zestraja się jednopunktowo na środek pasma (w zasadzie, gdyż telegrafista może je np. zestroić na środek pasma telegraficznego).

Odbiornik wykonany na filtrach p.cz. od US-P ma selektywność ok. 1,5 kHz przy spadku wzmocnienia o 6 dB i ok. 3,5 kHz przy —20 dB. Tłumienie sygnałów lustrzanych w pasmie 28 MHz wynosi 43 dB, na pozostałych pasmach odpowiednio więcej. Czu-

łość jest rzędu 1÷1,5 μV (zależnie od pasma) przy stosunku sygnału do szumu 10 dB.

Odbiornik wykonuje się na chassis o wymiarach 400×350×60 mm. Materiałem chassis może być blacha aluminiowa 2,5 mm lub blacha stalowa 1,5 mm. Płyta czołowa o wymiarach 420×200 mm powinna być wykonana z blachy aluminiowej 3÷4 mm. Umieszczenie elementów nie jest krytyczne, lecz montaż powinien logicznie wynikać z układu. Bardzo ważne jest dobre ekranowanie całego BFO — łącznie z lampą — choć typowy ekran dla ECH 81 jest bardzo trudno dostępny.

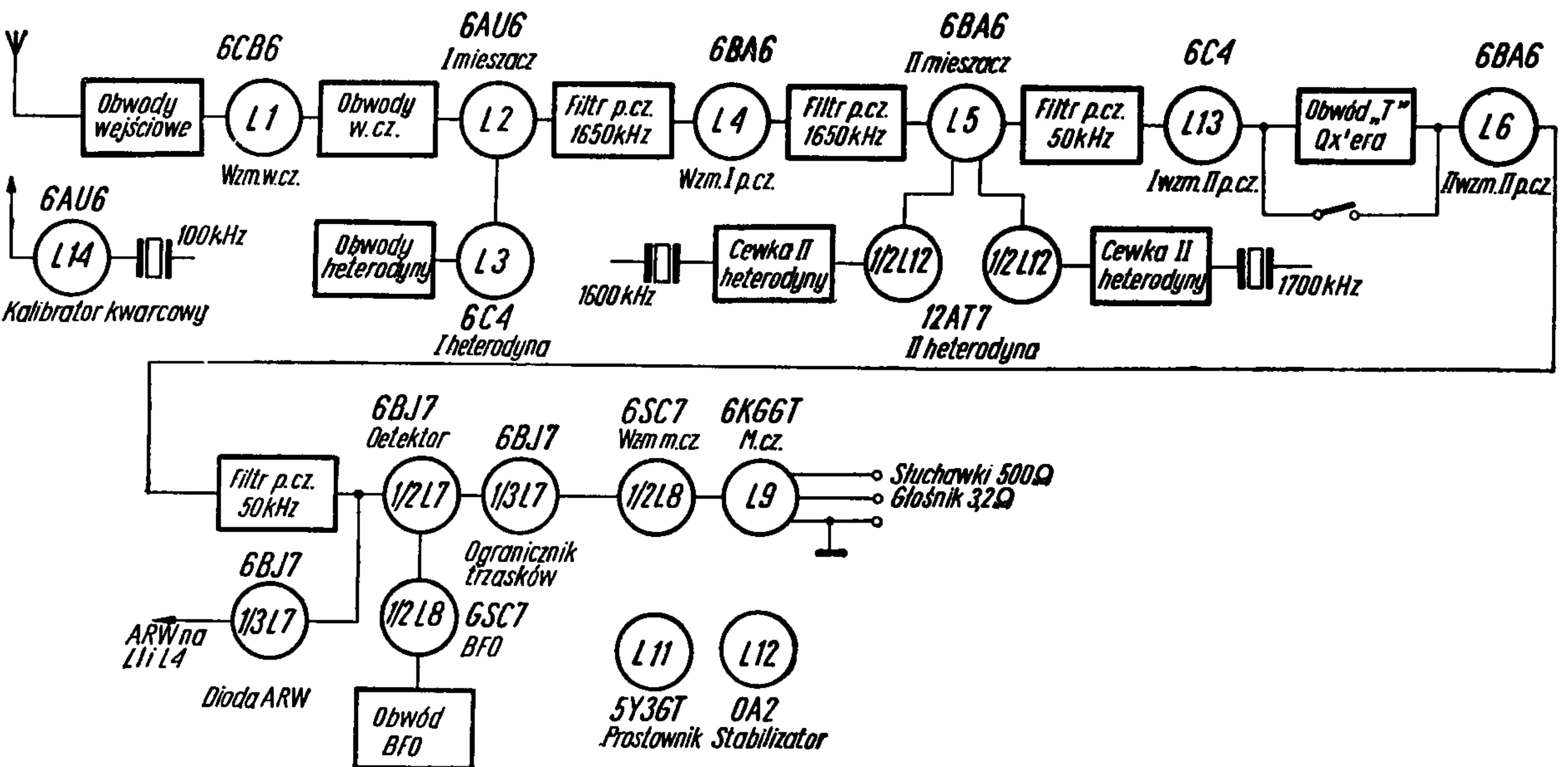
Agregat kondensatorów zmiennych powinien być napędzany przez przekładnię o stosunku przełożenia co najmniej 1 : 30, a najlepiej 1 : 100, współpracującą z odpowiednią skalą.

1.7.3.2. Odbiornik produkcji fabrycznej — Hallicrafters SX-100

Jest to odbiornik z podwójną przemianą częstotliwości w układzie klasycznym (obie p.cz. są stałe), stanowiący jeszcze kilka lat temu jedno z ostatnich osiągnięć techniki. Dzisiejsze wymagania są już wyższe, zwłaszcza w odniesieniu do selektywności. Schemat blokowy odbiornika SX-100 przedstawiono na rys. 1-90, jego schemat ideowy — na rys. 1-91.

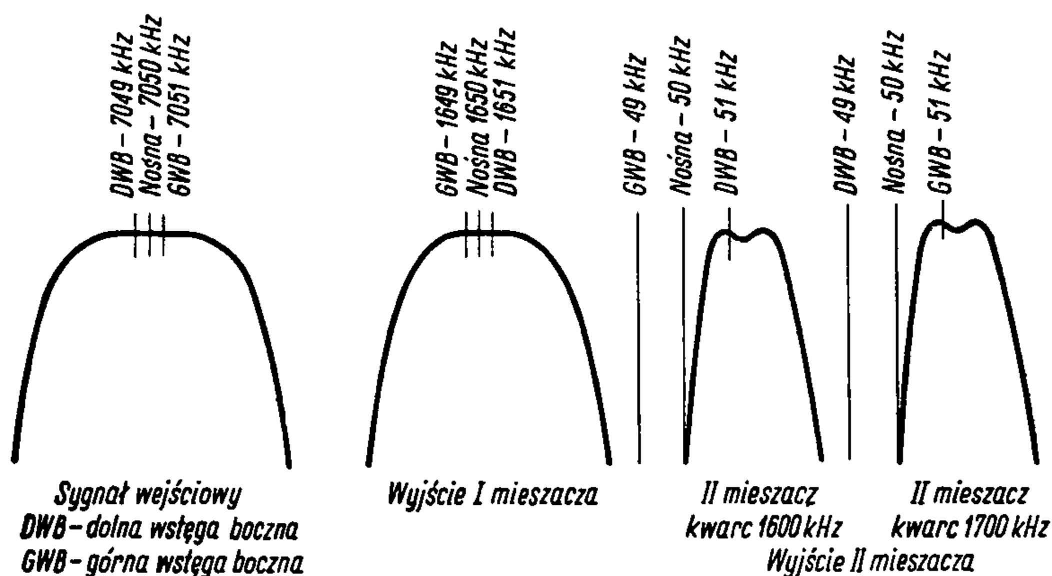
Przychodzące z anteny sygnały w.cz. są wzmacniane przez rezonansowy wzmacniacz w.cz. na lampie *L1* 6CB6, a następnie podawane na mieszacz wykonany na lampie *L2* 6AU6. Heterodyna pracuje na oddzielnej lampie *L3* 6C4, wytwarzając sygnały o częstotliwościach większych o 1650 kHz od częstotliwości odbieranych sygnałów. Napięcie anodowe *L3* i napięcie ekranu *L2* są stabilizowane. Napięcie w.cz. z heterodyny jest doprowadzane do obwodu katodowego mieszacza. Sygnały pierwszej p.cz. są wydzielane w filtrze pasmowym i podawane na wzmacniacz I p.cz. wykonany na lampie *L4* 6BA6. W doprowadzeniu zasilania tej lampy znajduje się S-meter, ponieważ lampa ta (wraz z *L1*) jest objęta automatyką, której napięcie jest uzyskiwane z jednej z diod potrójnej diody *L7* 6BJ7.

Wzmocnione sygnały I p.cz. są podawane na drugi mieszacz, wykonany również na pentodzie 6BA6 (*L5*). Druga heterodyna dostarcza do obwodu katody drugiego mieszacza sygnałów stabili-



Rys. 1-90. Odbiornik SX-100, schemat blokowy

zowanych kwarcem o częstotliwościach 1600 lub 1700 kHz. Zastosowanie dwóch kwarców umożliwia (przy stałej drugiej p.cz. równej 50 kHz) wybór górnej lub dolnej wstęgi bocznej przy odbiorze sygnałów SSB. Zasadę wyboru wstęgi bocznej przedstawiono na rys. 1-92.



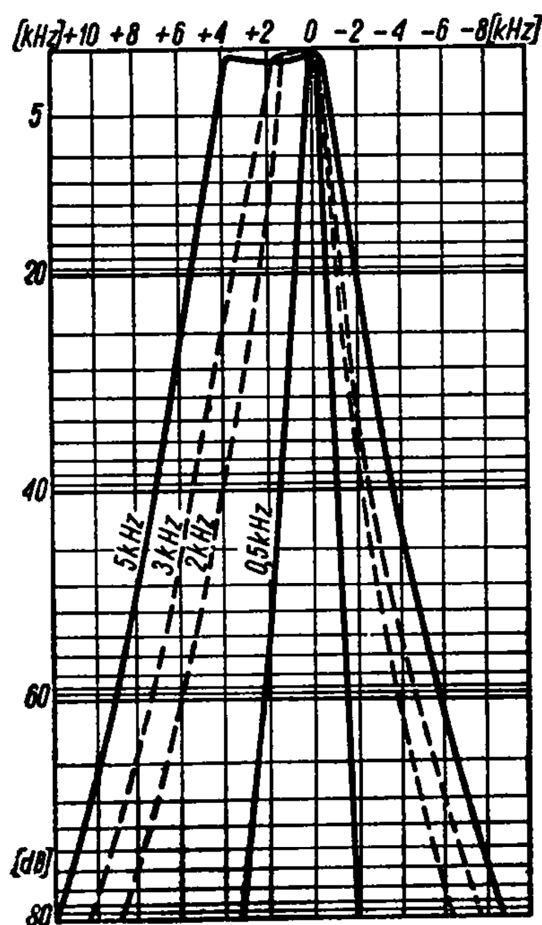
Rys. 1-92. Odbiornik SX-100, zasada wyboru wstęgi bocznej sygnału SSB przez przełączanie kwarców drugiej heterodyny

Załóżmy, że odbieramy sygnał 7050 kHz zmodulowany tonem 1 kHz. Widmo sygnału AM będzie się więc składało z częstotliwości nośnej 7050 kHz, dolnej „wstęgi bocznej" o częstotliwości 7049 kHz i górnej „wstęgi bocznej" o częstotliwości 7051 kHz. W sygnale SSB z dolną wstęgą boczną (DWB) będzie nadawana oczywiście tylko częstotliwość 7049 kHz, a w sygnale z górną wstęgą boczną (GWB) będzie nadawana tylko częstotliwość 7051 kHz. Po zmieszaniu odbieranego sygnału z sygnałem o częstotliwości większej o 1650 kHz, nośna (lub miejsce, gdzie ona się znajdowała) będzie miała częstotliwość 1650 kHz, lecz wstęgi boczne ulegną odwróceniu — DBW ma teraz 1651 kHz, a GWB — 1649 kHz.

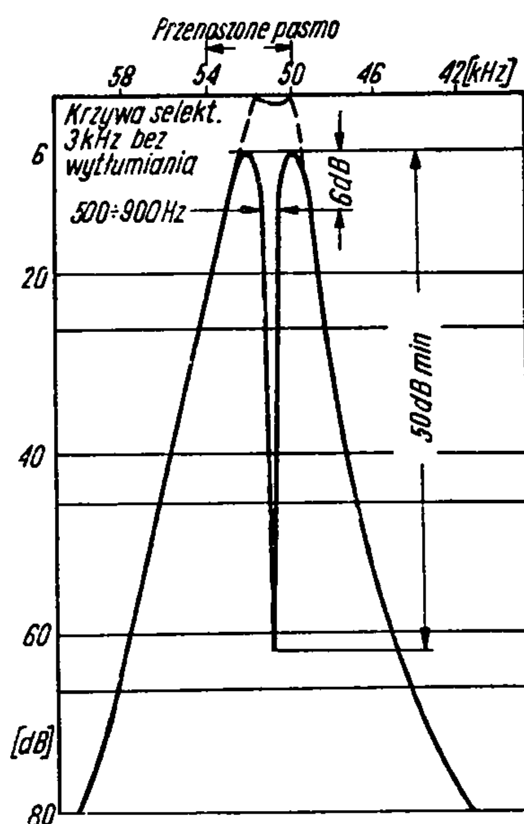
Odwrócone wstęgi boczne są podawane teraz na drugi mieszacz. Nośna 1650 kHz (lub miejsce, gdzie ona się znajdowała) po zmieszaniu z częstotliwościami kwarców 1700 lub 1600 kHz będzie miała częstotliwość 50 kHz. Przy włączeniu kwarcu „wyższego" (1700 kHz) DWB ma 49 kHz, a GWB — 51 kHz. Mamy więc z powrotem właściwą kolejność wstęg bocznych. Ponieważ obwody

drugiej p.cz. są dostrojone do częstotliwości 50,5 kHz, nośna leży z boku krzywej przenoszenia, a wzmacniana jest jedna wstęga boczna.

Selektywność odbiornika reguluje się w układzie drugiej p.cz. Dzięki zastosowaniu bardzo dobrych obwodów na niskiej p.cz. uzyskano bardzo dobrą selektywność dla −6 dB, lecz współczynnik kształtu krzywej jest, jak na obecne wymagania, zdecydowanie niezadowalający — waha się 3,0÷5,0 (rys. 1-93).



Rys. 1-93. Odbiornik SX-100, charakterystyki drugiego wzmacniacza p.cz. zależnie od nastawienia regulatora selektywności



Rys. 1-94. Odbiornik SX-100, działanie mnożnika dobroci

W skład wzmacniacza II p.cz. wchodzi również pasywny mnożnik dobroci w układzie „T", umożliwiający wytłumianie niepożądanych sygnałów zakłócających. Zakres przestrajania Q-x'era wynosi 50÷54 kHz, charakterystykę jego przedstawiono na rys. 1-94.

Po trzecim stopniu p.cz. znajduje się detektor sygnału, detektor ARW i ogranicznik trzasków, wszystkie wykonane na potrójnej diodzie 6BJ7 (trzy diody detekcyjne w rodzaju $^1/_2$ EAA91, w jednej bańce). BFO pracuje na jednej triodzie lampy 6SC7, a jego sygnał jest podawany przez dzielnik pojemnościowy 300 pF — 0,047 μF na detektor (środkowa dioda 6BJ7). Druga trioda 6SC7 pracuje jako wstępny wzmacniacz m.cz. Napięcie anodowe BFO jest stabilizowane.

Do korekcji skalowania odbiornika służy kalibrator kwarcowy na *L14* 6AU6.

Odbiornik ma 4 zakresy, przestrajane jak niżej:

zakres 1: 0,538÷1,58 MHz　　zakres 3: 4,6÷13 MHz
zakres 2: 1,72 ÷4,9 MHz　　zakres 4: 12 ÷34 MHz

a znajdujące się na skali głównej. Ponadto odbiornik jest wyposażony w skalę z pasmami amatorskimi oraz w oddzielny organ strojenia. Rozciąganie zakresów uzyskuje się na drodze elektrycznej — funkcję tę spełnia dodatkowy agregat kondensatorów o małej pojemności.

Czułość odbiornika wynosi ok. 0,8 μV dla mocy wyjściowej 1 W. Maksymalna moc wyjściowa wynosi 1,5 W przy zniekształceniach 10%.

2. ODBIORNIKI ULTRAKRÓTKOFALOWE (UKF)

2.1. Zagadnienia ogólne

Amatorskie odbiorniki UKF mają obecnie ściśle ustaloną koncepcję rozwiązania. Podstawą tej koncepcji jest konwerter z generatorem kwarcowym, współpracujący z odbiornikiem komunikacyjnym na pasma KF. Takie rozwiązanie — biorąc pod uwagę szerokość amatorskich pasm UKF — jest najlepsze i właściwie jedyne możliwe do realizacji.

Początek techniki konwerterów przypada na okres lat 50-tych, kiedy to nastąpił żywiołowy rozwój łączności amatorskich na UKF, a pasma zostały zawężone. Przed tym okresem do odbioru na falach ultrakrótkich stosowano specjalne dla tych zakresów superheterodyny. Obecnie taka technika uważana jest za anachronizm i w ogóle nie spotyka się oddzielnych odbiorników superheterodynowych na UKF w wykonaniu amatorskim.

Z przytoczonych powyżej względów, w dalszej części książki pod pojęciem „odbiornik UKF" należy rozumieć konwerter do komunikacyjnego odbiornika KF.

Zagadnienia, z którymi się spotyka konstruktor odbiorników UKF, różnią się znacznie od zagadnień występujących przy konstruowaniu odbiorników KF. Stąd też, przed przystąpieniem do omawiania budowy odbiorników na zakres UKF należy zapoznać się z niektórymi zjawiskami, które są charakterystyczne dla omawianego zakresu. Zjawiska te dotyczą elementów wzmacniających (lampy i tranzystory) i ich układów, obwodów rezonansowych, sposobów montażu oraz sposobów strojenia.

Wszystkie zagadnienia omawiane będą z punktu widzenia trzech amatorskich zakresów UKF: 145 MHz (2 m), 435 MHz (70 cm) i 1250 MHz (24 cm).

2.2. Lampa elektronowa przy bardzo wielkich częstotliwościach

2.2.1. Warunki pracy w zakresie UKF

Lampy elektronowe w zwykłym wykonaniu znajdują zastosowanie do częstotliwości nie przekraczających na ogół 60 MHz. Już przy częstotliwościach większych od 30 MHz na pracę lampy zaczyna wywierać wpływ skończony czas przelotu elektronów od katody do anody. Czas ten jest rzędu $10^{-8} \div 10^{-10}$ s i staje się porównywalny z okresem wzmacnianych napięć wielkiej częstotliwości.

Ze wzrostem częstotliwości maleje oporność wejściowa lampy, natomiast pojemność wejściowa wzrasta. Powoduje to pogarszanie się parametrów roboczych lampy i ich znaczną zależność od częstotliwości przebiegów zmiennych. Uwidacznia się ponadto wpływ pojemności międzyelektrodowych oraz wpływ indukcyjności doprowadzeń poszczególnych elektrod. Wszystkie te własności lamp elektronowych w zakresie UKF zostaną rozpatrzone w następnych punktach.

2.2.2. Wpływ oporności biernych lampy

Oporności bierne w lampie występują z powodu istnienia pojemności między elektrodami i indukcyjności ich doprowadzeń. Jest rzeczą oczywistą, że istnieją one zawsze, także przy pracy na innych zakresach, ale przy falach metrowych i decymetrowych ich oddziaływanie jest nieporównanie silniejsze.

Pojemność siatka-katoda (C_{sk}) np. w lampie EC 92 wynosi 2,6 pF. Pojemność ta przy częstotliwości 10 MHz przedstawia oporność bierną ok. 7 kΩ, a przy częstotliwości 500 MHz tylko 127 Ω. Przy częstotliwości 10 MHz pojemność taką można wliczyć do ogólnej pojemności obwodu strojonego, natomiast przy częstotliwości 500 MHz ona to właściwie określa w praktyce częstotliwość rezonansową obwodu wejściowego.

W jeszcze większej mierze dotyczy to indukcyjności doprowadzeń. Szkodliwy wpływ indukcyjności doprowadzenia katody na wartość oporności wejściowej lampy można obliczyć z zależności

$$X_L = \frac{1}{\omega^2 \cdot S_a \cdot L_k \cdot C_{sk}} \tag{2-1}$$

gdzie: X_L — oporność indukcyjna, Ω,
S_a — nachylenie charakterystyki, mA/V,
L_k — indukcyjność doprowadzenia katody, H,
C_{sk} — pojemność siatka-katoda, μF,
ω — pulsacja.

Tak np. przy wartościach $S_a=3$ mA/V, $C_{sk}=3$ pF, $L_k=0{,}01$ μH oraz $f=100$ MHz, oporność X_L wynosi 14 kΩ.

Największe znaczenie ma indukcyjność tych elektrod, przez które płynie duży prąd, a więc katody. Ponieważ przewód o każdej długości ma określoną indukcyjność, dotyczy to także doprowadzenia katody. Jej rząd wielkości dla lampy EC 92 wynosi ok. 0,01 μH. Wydaje się że ta wartość jest nadzwyczaj mała, należy jednak wziąć pod uwagę, że przy częstotliwości 400 MHz oznacza to oporność bierną ok. 30 Ω.

Indukcyjność katody wywołuje w układzie o podstawie katodowej ujemne sprzężenie zwrotne prądowe, które powoduje zmniejszenie oporności wejściowej lampy.

W układzie zastępczym lampy można to przedstawić przez opór między obiema elektrodami:

$$r = \frac{0{,}28 \cdot \lambda_0^2}{S_k \cdot L_k \cdot C_{wej}} \tag{2-2}$$

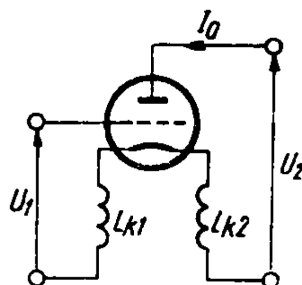
gdzie: S_k — nachylenie katodowe, mA/V,
λ_0 — długość fali, m,
L_k — skuteczna indukcyjność katody, μH,
C_{wej} — pojemność wejściowa lampy, μF.

W układzie o podstawie siatkowej indukcyjność katodowa powoduje zwiększenie oporności wejściowej. Jeżeli się nie uwzględni indukcyjności katody w obwodzie wejściowym, to napięcie wejściowe lampy będzie mniejsze o spadek napięcia równy $L_k I_k$.

Jak już wspomniano, indukcyjność doprowadzeń i pojemności międzyelektrodowe dają się odczuć coraz bardziej w miarę wzrostu częstotliwości. W celu zmniejszenia tych wpływów buduje się specjalne lampy oraz dobiera odpowiednie układy.

Dla zmniejszenia indukcyjności doprowadzeń elektrod, zwłasz-

cza katody, wyprowadza się ją na kilka wyprowadzeń (nóżek) cokołu. W wielu lampach stosowane są 4- i 5-krotne doprowadzenia katody (lub siatki — w przypadku lamp przeznaczonych do pracy w układzie o podstawie siatkowej). Jeszcze większe korzyści z wielokrotnych wyprowadzeń można osiągnąć stosując układ połączeń obwodów lampy wg rys. 2-1. W układzie tym jedno doprowadzenie znajduje się w obwodzie anodowym, drugie zaś w obwodzie siatkowym. Prąd anody przepływa teraz przez indukcyjność L_{k2}, ale spadek napięcia wytworzony na tej indukcyjności nie przenosi się do obwodu wejściowego lampy. Powstaje tam jedynie niewielkie napięcie wskutek nieuniknionego sprzężenia między doprowadzeniami L_{k1} i L_{k2}. Takie wyprowadzenie katody ma popularna lampa ECC 84. Również niektóre nowoczesne pentody nowalowe, jak np. EF 80 i EF 184, mają po dwa wyprowadzenia katody. Innym spotykanym rozwiązaniem jest stosowanie pierścieni kontaktowych, jak to np. ma miejsce w lampach metalowo-ceramicznych typu „tarczowego".



Rys. 2-1. Układ pracy lampy, w którym jedno z doprowadzeń katody znajduje się w obwodzie siatkowym a drugie — w obwodzie anodowym

Znacznie trudniejszym zagadnieniem jest zmniejszenie pojemności międzyelektrodowych lampy. Co prawda pojemność siatka-anoda można znacznie zmniejszyć przez wprowadzenie siatki osłonnej, jednak technika UKF czyni użytek w odbiornikach przeważnie z triod, głównie z powodu mniejszych szumów własnych niż w przypadku pentod. Pojemności międzyelektrodowe można zmniejszyć przez zwiększenie odległości między elektrodami, co jednak powoduje zwiększenie czasu przelotu elektronów.

2.2.3. Czas przelotu elektronów

Na bardzo wielkich częstotliwościach (powyżej 300 MHz), jeszcze bardziej niż wpływ oporności biernych w lampie, daje się od-

czuć wpływ czasu przelotu elektronów. Tak np., jeżeli czas ten wynosi $\tau = 2 \cdot 10^{-10}$ s, to przy częstotliwości 100 MHz stanowi on już ponad 3% czasu trwania okresu napięcia sygnału. Praca lampy zależy więc w znacznym stopniu od częstotliwości zachodzących w niej przebiegów. Wpływ czasu przelotu elektronów uwidacznia się w postaci zmiany przesunięcia fazowego między napięciem na siatce sterującej i na anodzie, które nie wynosi już 180°, jak to ma miejsce przy częstotliwościach mniejszych. Zjawisko to ze względu na swoją wagę wymaga nieco szerszego wyjaśnienia.

Elektrony, które są emitowane z rozżarzonej katody, mają początkowo stosunkowo małą prędkość. Dopiero pod wpływem dodatniego napięcia na anodzie zostają one przyspieszone. Ponieważ to przyspieszenie działa na elektrony ciągle, ich prędkość jest największa przy uderzaniu w anodę. W przybliżeniu wynosi ona wtedy:

$$V = 600\sqrt{U_a} \text{ km/s} \qquad (2\text{-}3)$$

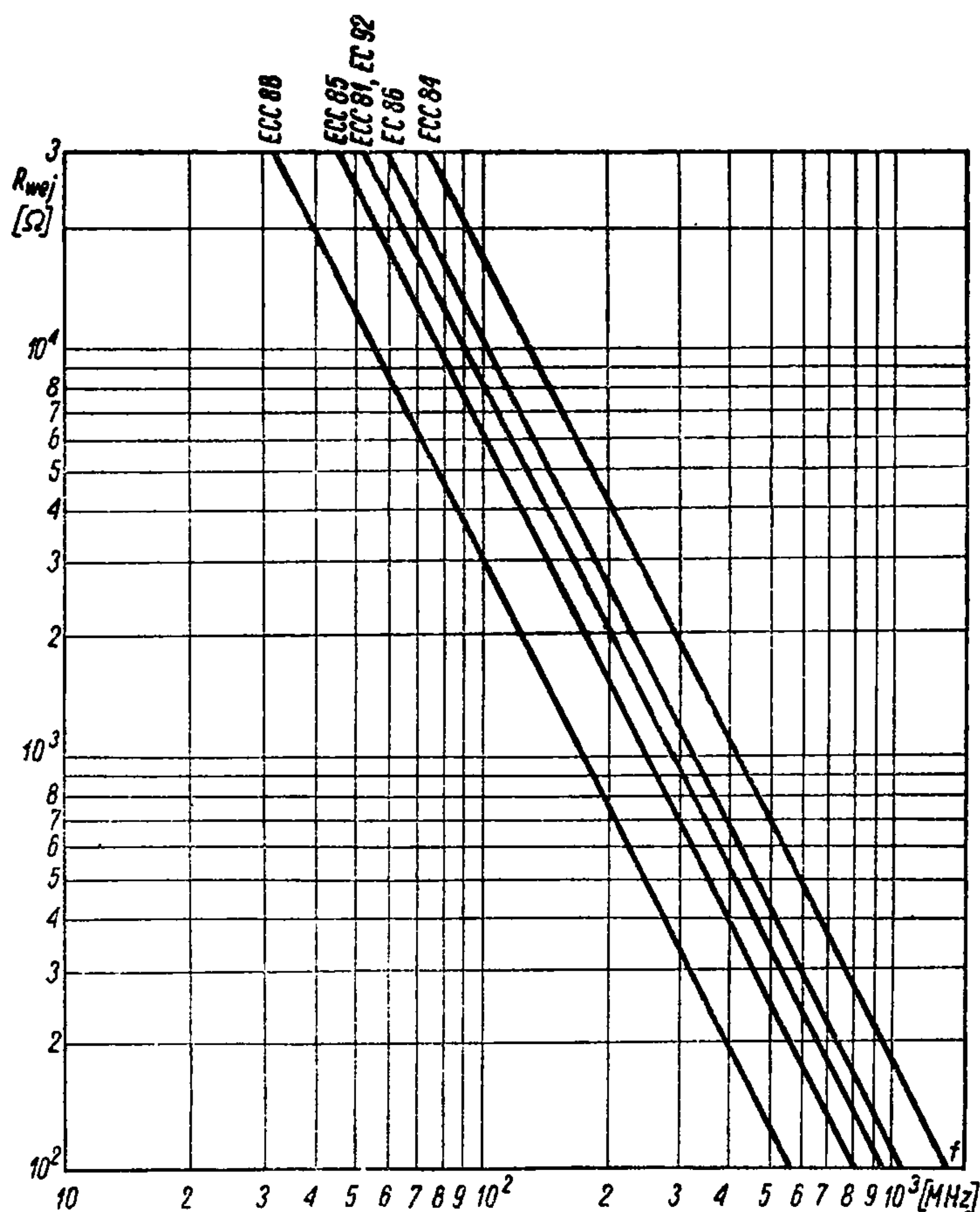
W zakresie UKF prędkość końcowa nie jest tak istotna jak czas, którego potrzebują elektrony, aby przebyć drogę od katody przez siatkę do anody. Czas ten można obliczyć z następującego wzoru:

$$\tau = \frac{3{,}4 \cdot 10^{-8} \cdot a}{\sqrt{U}} \text{ s} \qquad (2\text{-}4)$$

gdzie: a — odległość katoda-anoda, cm,
U — napięcie anodowe, V.

Wiadomo, że napięcie siatki sterującej steruje przepływem elektronów w lampie. Na tej zasadzie polega wzmacniające działanie lampy. Od chwilowej wartości napięcia siatki zależy, jak dużo (przy wyższym napięciu na siatce) lub jak mało (przy niższym napięciu na siatce) elektronów przebiega od katody do anody. Rozpatrzmy teraz przebiegi na siatce nieco dokładniej. Elektron lecący od katody do siatki indukuje w niej ładunek „zwierciadlany", rosnący w miarę zbliżania się elektronu. Ładunek ten osiąga wartość maksymalną w momencie mijania drucików siatki przez elektron, następnie maleje w miarę oddalania się elektronu od siatki. Zmiany ładunku, jeżeli ich okres jest znacznie mniejszy od okresu napięcia przyłożonego na siatkę, kompensują się nawzajem.

Przyjmijmy teraz, że czas trwania okresu jest rzędu czasu przelotu elektronów. Napięcie na siatce osiągnęło właśnie swoją wartość maksymalną, pewna liczba elektronów opuszcza katodę. Gdy osiągną one siatkę, napięcie na niej przyjmuje zupełnie inną wartość chwilową, tzn. że strumień elektronów nie odpowiada już fazie napięcia sterującego. Od siatki do anody już nie płynie taka sama liczba elektronów. Przez działanie indukcyjne powstaje pewien prąd siatki. Zależnie od wartości chwilowej napięcia sterującego przeważają elektrony w kierunku do siatki lub w kierunku od siatki.



Rys. 2-2. Oporność wejściowa niektórych triod

Prąd siatkowy wywołany przez indukcję jest więc prądem zmiennym, który działa dokładnie tak, jak gdyby do układu siatka-katoda była dołączona równolegle jakaś oporność. Jest to tzw. oporność wejściowa, a obliczanie jej mało interesuje praktyka. Wytwórnie lamp podają tę oporność w katalogach, lecz tylko dla jednej częstotliwości. W takim przypadku, znając tę oporność przy jednej częstotliwości, można posługiwać się następującym wzorem do przeliczania oporności wejściowej dla dowolnej częstotliwości:

$$r_{wejx} = r_{wejz} \frac{f_z^2}{f_x^2} \tag{2-5}$$

gdzie: r_{wejz} — oporność przy znanej częstotliwości, Ω,
f_z^2 — częstotliwość dla której znana jest r_{wejz}, MHz,
f_x^2 — częstotliwość dla której oblicza się r_{wejx}, MHz.

P r z y k ł a d. Oporność wejściowa lampy ECC 81 wynosi przy częstotliwości 100 MHz 6 kΩ (wg danych katalogowych), obliczyć jaka będzie oporność przy częstotliwości 300 MHz?

$$r_{wej\,300} = 6 \cdot 10^3 \left(\frac{100}{300}\right)^2 = 666\Omega$$

Jak widać z rys. 2-2 oporności wejściowe lamp w zakresie UKF wynoszą od kilku kΩ do kilkuset omów.

2.2.4. Konstrukcja i parametry lamp UKF

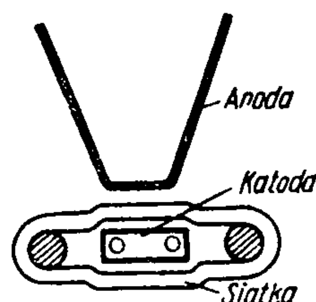
Lampom przeznaczonym do pracy w zakresie UKF stawia się następujące wymagania:

1. Nachylenie charakterystyki powinno być możliwie duże (duże wzmocnienie).
2. Pojemności międzyelektrodowe — szczególnie między siatką a katodą — powinny być jak najmniejsze.
3. Indukcyjności doprowadzeń muszą być jak najmniejsze.
4. Czas przelotu elektronów powinien być jak najmniejszy; w tym celu odległości między elektrodami, zwłaszcza między katodą a siatką, powinny być bardzo małe.
5. Szumy własne lamp powinny być jak najmniejsze. Ze względu na szczególnie korzystne właściwości szumowe stosuje się w rx-ach UKF wyłącznie triody, w których nie występują szu-

my spowodowane przez rozdział strumienia elektronów (co ma miejsce w lampach wieloelektrodowych). Zagadnienie szumów lamp omówiono szerzej w punkcie 2.6.3.

Szeroki rozwój nowych konstrukcji lamp na UKF nastąpił wraz z rozwojem techniki TV. Tak powstały typy lamp EC 80, EC 81, EC 93, ECC 91 (6J6), które się jednak nie przyjęły. Dużym osiągnięciem było opracowanie w początkach lat 50-tych lampy PCC 84 (ECC 84). W roku 1959 zakończono próby z lampą PC 86, a w 1962 roku pojawiła się lampa PC 88, która ma nieco lepsze parametry niż PC 86. Lampy te są dotychczas szeroko stosowane w różnych odbiornikach UKF.

Budowa lampy PC 88 (EC 88) (rys. 2-3) różni się nieco od konwencjonalnej. System elektrod jest wykonany niesymetrycznie,



Rys. 2-3. Konstrukcja triody EC 88 (PC 88)

anoda jest umieszczona tylko po jednej stronie katody i siatki. Dzięki takiemu rozwiązaniu zmniejszono wszystkie pojemności tej lampy w stosunku do lampy PC 86. Jednocześnie przez korzystne umieszczenie systemu w płaszczyźnie pionowej osiągnięto możliwie najkrótsze doprowadzenia od anody i katody do wyprowadzeń na cokole. Doprowadzenia te są wykonane taśmą miedzianą o szerokości 1,5 mm, dzięki czemu indukcyjności doprowadzeń są bardzo małe. Pozostałych pięć wolnych nóżek cokołu połączono z siatką, co również znacznie zmniejszyło indukcyjność doprowadzenia siatki. Jest to szczególnie ważne dla zmniejszenia sprzężenia zwrotnego wewnątrz lampy. Zarówno lampa PC 86, jak i PC 88 mają siatki sterujące wykonane techniką tzw. siatki napinanej.

Pojemności i indukcyjności lamp PC 86 (EC 86) i PC 88 (EC 88) są następujące:

	PC 86 (EC 86)	PC 88 (EC 88)
C_{sk}	$=3{,}6$ pF	3,2 pF
C_{as}	$=2{,}0$ pF	1,2 pF

Typ lampy	Inne oznaczenie lampy	Zastosowanie	$U_ż$	$I_ż$	U_a	U_{s1}	U_{s2}
			V	A	V	V	V
EC 80	6Q4	mieszacz, wzm. w. cz.	6,3	0,43	250	-1,5	—
EC 81	6R4	generator	6,3	0,2	300[1] 275[1] 150[3]	 -2	
EC 84	6AJ4	wzm. w. cz.	6,3	0,225	125	-1,1	
EC 86	6CM4 EC806S	wzm. z uziemioną siatką, generator mieszacz	6,3	0,2	175	-1,5	
PC 86	—	jw.	3,8	0,3	—	—	
EC 88	≈PC 88	jw.	6,3	0,2	160	-1,25	
PC 88	—	jw.	4	0,3	—	—	
EC 91	6AQ4	wzm. z uziem. siatką mieszacz	6,3	0,225	250 100[4]	-1,5 -3	
EC 92	6AB4	wzmacniacz, mieszacz	6,3	0,15	170[4] 200[5] 250[6]	-3,7 -1 -2	
EC 93	6BS4, 6T4	generator, mieszacz	6,3	0,2	75[1]	-3	
EC 94	6AF4	generator, mieszacz	6,3	0,225	100[1]	-1,3	
EC 95		wzmacniacz, mieszacz	6,3	0,18	200[3]	-1,2	
ECC 84	6H14П	kaskoda	6,3	0,33	90[7]	-1,5	
ECC 85	6DJ8	kaskoda, mieszacz, gen.	6,3	0,365	90[3]	-1,3	
ECC 91	6J6, 6H15П	wzmacniacz, gen., mieszacz	6,3	0,45	150[1]	-10	
6C2П		wzm. z uziem. siatką gen.	6,3	0,4	150[3]	-	
6C3П		wzm. z uziem. siatką	6,3	0,3	150[6]	-	
6C4П		wzm. z uziem. siatką	6,3	0,3	150[6]	-	
6C9П		generator	6,3	0,575	250[3]	-	
6C15П		generator	6,3	0,44	150[1]	-	
6C51H[8]		wzmacn., miesz.	6,3	0,13	75[5]		
6C52H[8]		wzmacn., miesz.	6,3	0,13	110[5]		
6C53H[8]		wzmacn., miesz.	6,3	0,13	120[5]		

1) generator kl. C, λ=80 cm

2) P_a doprowadzone (input)

3) statycznie

stosowanych w konwerterach na pasma 145 i 435 MHz

I_a	S_a	S_p	R_k	K_a	f_{max}	$U_{żk}$	I_k	P_a	r_{sz}	I_{s1}	C_{wej} (S_{sk})	C_{wyj} (C_{ak})	C_{sa}
mA	mA	mA/V	Ω	V/V	MHz	V	mA	W	Ω	mA	pF	pF	pF
15	12	3,4	100	80	500	100	15	4	210		5,1	0,09	
26,3					750	100	30	7,9[2]	P_{wyj}	4	1,8	0,7	1,6
17,2					750	100	20	4,7[2]	3,8W	2,8			
30	5,5			16	750	100	30	5	P_{wyj} 2,1W				
16	10		68	42	900	100	20	2,25	300		4,4	0,18	2,4
12	14	3	125	68	800	100	20	2,2	250		3,6	0,2	2
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
12,5	13,5		100	65	900	—	20	—	240	—	3,2	0,055	1,2
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
10	8,5	—	150	100	250	150	15	2,5	400		8,5	0,2	2,5
1,5	—	1,3			300	20	15	2,5	500	0,003	—	—	—
4		1,7		70	300	90	15	2,5	600	0,0037	—	—	—
11,5	6,7			60	300	90	15	2,5	500		2,2	0,75	1,5
10	5,5							2,5	500		4,5	1,8	0,24
16	8			15	950	90	20	2,25		0,4	2,1	0,3	1,7
22	7,5	1,9[4]	150	15	950	80	28	2,5		0,4	2,2	0,45	1,9
10	10,5	2,9		80	500	100	20	2,2			4,4	0,24	0,38
12	6			24	350	100	18	2	400		2,1	0,45	1,2
15	12,5			33	300	80	25	1,8	500		3,3	1,8	1,4
2,15	5,4		220	38	600	100	30	3,5[2]		2,6	2,2	0,4	1,6
14,5	12		100	48				2,5			5,5	4,15	0,19
16	19,5		100	50	500	—	—	2,9	260		6,7	1,65	2,4
16	19,5		100	50	500			2,9	200		—	—	—
15	10		50	100	900	150	25	4	400		2,9	0,05	1,65
40	25		30	50	600				100		11	1,8	5,4
10	11,5		130	32	600			1,2	400		5	1,8	1,7
8	10		130	64	600				400		5	1,9	0,85
9	12		68	75	600				500		4,2	1,5	0,05

[4] mieszacz
[5] wzmacniacz z uziemioną siatką
[6] wzmacniacz z uziemioną katodą
[7] kaskoda
[8] trioda nuwistorowa

C_{ak} = 0,2 pF   0,055 pF
L_K = 0,0075 µH   0,0045 µH
L_s = 0,0009 µH   0,00035 µH
L_a = 0,0065 µH   0,0039 µH

Lampy te omówiono nieco szerzej z powodu szerokiego stosowania ich w stopniach wejściowych odbiorników UKF.

Dane katalogowe lamp najczęściej stosowanych w konwerterach UKF podano w tabl. 2-1.

2.3. Tranzystor przy bardzo wielkich częstotliwościach

Dzięki stałemu postępowi techniki półprzewodnikowej zakres pracy tranzystorów ciągle przesuwa się do większych częstotliwości. W 1958 r. pojawiły się pierwsze tranzystory pracujące na częstotliwościach ok. 100 MHz, a już w 1960 r. wyprodukowano tzw. tranzystory „Mesa" o częstotliwościach granicznych dochodzących do 500 MHz. Na naszym rynku osiągalne są tranzystory AF 102, AF 114, AF 115, które zadowalająco pracują w pasmie 145 MHz (2 m). Również niektóre egzemplarze popularnego choć przestarzałego już tranzystora OC 170 znajdują zastosowanie na częstotliwościach powyżej 100 MHz. Dobre są również radzieckie tranzystory P411 lub P411A. W 1962 r. firma Siemens wprowadziła na rynek tranzystor Mesa AF 139, który może pracować do częstotliwości 480 MHz. W ostatnim czasie na rynku pojawiły się tranzystory produkcji krajowej AF 515 i AF 516, których częstotliwość graniczna (przy wspólnym emiterze) dochodzi do 250 MHz. W krajach o dobrze rozwiniętym przemyśle elektronicznym są produkowane w wielkich seriach tranzystory krzemowe o częstotliwościach granicznych ponad 1000 MHz.

W tym miejscu należy zaznaczyć, że w katalogach podawana jest zazwyczaj tzw. częstotliwość graniczna tranzystora, która bywa definiowana w różny sposób. Dla nowoczesnych tranzystorów przyjęło się podawanie częstotliwości granicznej f_T, tzn. częstotliwości, dla której współczynnik h_{21e} w układzie ze wspólnym emiterem jest równy 1. Dawniej dla tranzystorów w.cz. podawano częstotliwość graniczną f_β, tzn. częstotliwość, przy której wzmoc-

nienie tranzystora spada do 0,707 wartości na średnich częstotliwościach.

Dla tranzystorów stopowych m.cz. podaje się częstotliwość graniczną w układzie ze wspólną bazą — f_α, choć ostatnio również wprowadza się podawanie f_T, która jest zawsze większa od f_β. Na podstawie częstotliwości granicznej f_β w układzie o wspólnym emiterze, można określić częstotliwość w układzie o wspólnej bazie. Wynosi ona

$$f_\beta = f_\alpha(1-\alpha) \quad \text{lub} \quad f_\alpha = \frac{f_\beta}{1-\alpha} \tag{2-6}$$

gdzie: f_β — częstotliwość graniczna tranzystora w układzie o wspólnym emiterze,

f_α — częstotliwość graniczna tranzystora w układzie o wspólnej bazie,

α — zwarciowe wzmocnienie tranzystora w układzie o wspólnej bazie.

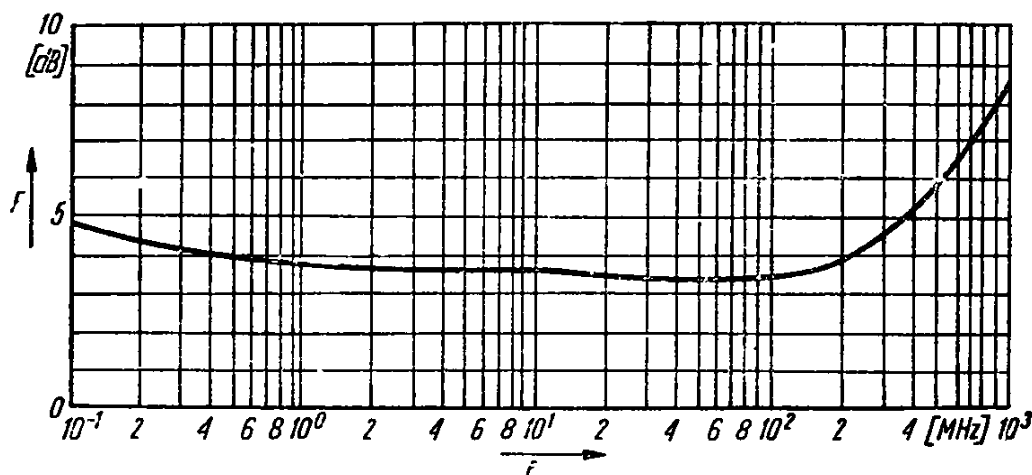
Jak wynika ze wzoru (2-6) $f_\alpha \gg f_\beta$.

W danych katalogowych tranzystorów często podaje się nie wzmocnienie prądowe w układzie o wspólnej bazie, lecz wzmocnienie prądowe w układzie o wspólnym emiterze. Przeliczenia obu wzmocnień prądowych można łatwo dokonać za pomocą wzorów

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta+1} \quad \text{lub} \quad \beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} \tag{2-7}$$

wartość β jest tu równa parametrowi h_{21E} podawanemu w danych katalogowych. Dokładne omówienie zagadnień związanych z pracą tranzystorów w ogóle, a na UKF w szczególności, wykracza poza ramy tej książki. Wystarczy tylko stwierdzić, że szum tranzystora zmniejsza się z prądem emitera. Tak samo jak w układach lampowych rozróżnia się dopasowanie na maksimum mocy i dopasowanie na minimum szumów. Szum tranzystora zależny jest od częstotliwości (rys. 2-4). Dla uzyskania możliwie małego i stałego poziomu szumów tranzystor powinien pracować na częstotliwościach dużo mniejszych od jego częstotliwości granicznej, tzn. w zakresie, gdzie wzmocnienie mocy nie spada jeszcze w porównaniu ze średnim zakresem częstotliwości.

Tranzystory przeznaczone specjalnie do układów UKF wykazują w porównaniu z lampami mniejsze szumy w zakresie 100÷÷600 MHz. Na tym polega przede wszystkim wyższość tranzystora nad lampą w układach UKF.



Rys. 2-4. Liczba szumowa tranzystora AF 139 w funkcji częstotliwości

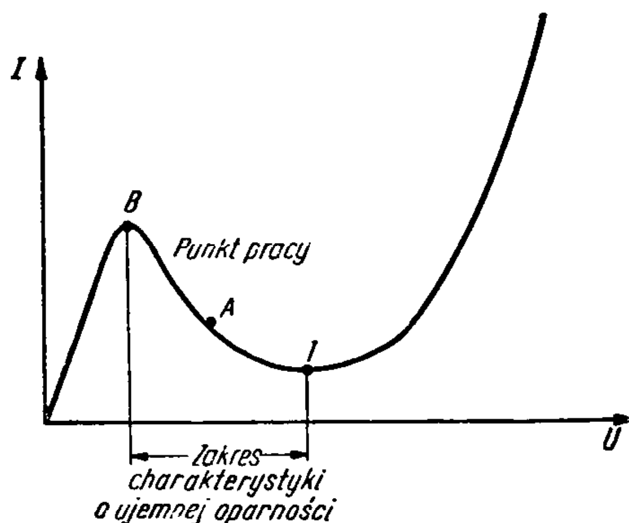
Układ o wspólnej bazie ma co prawda mniejsze wzmocnienie i mniejszą oporność wejściową niż stopień o wspólnym emiterze, ale jego częstotliwość graniczna jest znacznie większa. Stąd też układ ten jest najczęściej stosowany w stopniach wzmocnienia na UKF. Ważny jest również fakt, że w układzie o wspólnej bazie prawie nie występuje potrzeba neutralizacji. Oporność wejściowa jest znacznie mniej zależna od częstotliwości niż w układzie o wspólnym emiterze. W technice profesjonalnej — tranzystorowe głowice odbiorników TV — stopień wstępny w większości przypadków pracuje również w układzie o wspólnej bazie.

2.4. Diody tunelowe

Około 1958 roku Japończyk Esaki wynalazł nową diodę półprzewodnikową działającą w oparciu o występowanie dawno znanego zjawiska tunelowego. Dioda ta nazywana jest tunelową lub diodą Esakiego i ma bardzo specyficzną charakterystykę. Nie zajmując się rozpatrywaniem zjawiska tunelowego — byłoby to zbyt głębokie wdawanie się w fizykę półprzewodników — wspomnimy

tutaj tylko o sprawach najważniejszych, w celu wyrobienia pojęcia o właściwościach wzmacniających diody tunelowej.

Charakterystyka diody tunelowej (rys. 2-5) różni się w zasadniczy sposób od charakterystyk zwykłych diod półprzewodnikowych jakie są używane do detekcji czy układów przemiany. Zamiast stałego proporcjonalnego wzrostu z napięciem występuje tu zmiana kierunku charakterystyki na pewnym odcinku (*B*—*T*), gdzie prąd maleje przy wzroście napięcia, czyli oporność diody jest ujemna.



Rys. 2-5. Charakterystyka diody tunelowej

Oporność ta jest wielkością dynamiczną, istniejącą tylko po doprowadzeniu pewnego napięcia polaryzacji, które przesuwa punkt pracy w obszar charakterystyki *B*—*T*. Gdyby oporność ujemna istniała bez tego napięcia, dioda tunelowa byłaby paradoksem fizycznym, przedstawiałaby bowiem tzw. „perpetuum mobile". Przez diodę płynąłby prąd mimo nie doprowadzenia do niej jakiegokolwiek napięcia. Stan taki jest przeciwny podstawowym prawom zachowania masy i energii, jest po prostu niemożliwy. Natomiast ujemne oporności jako wielkości dynamiczne są znane z fizyki od dawna — np. opadająca charakterystyka tetrody w zakresie występowania zjawiska dynatronowego.

Jeżeli w szereg z opornością ujemną zostanie włączone napięcie zmienne (źródło sygnału) i jakaś oporność obciążenia, na zaciskach obciążenia pojawi się napięcie wyjściowe, wzmocnione w stosunku do napięcia źródła sygnału. Gdy suma oporności w obwodzie diody jest ujemna, możliwe jest nawet samowzbudzenie drgań elektrycznych. Wynika z tego, że dioda tunelowa może służyć zarówno jako wzmacniacz, jak i generator.

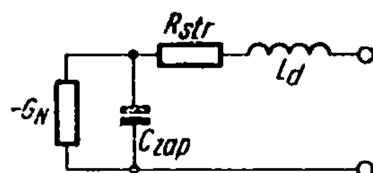
Na rysunku 2-6 przedstawiono układ zastępczy diody tunelowej. Poszczególne wielkości oznaczają:

G_N — ujemna przewodność, wynikająca z nachylenia opadającej charakterystyki w punkcie pracy,

R_{str} — oporność strat łącznie z opornością doprowadzenia,

C_{zap} — pojemność warstwy zaporowej w punkcie pracy,

L_d — indukcyjność doprowadzeń.



Rys. 2-6. Układ zastępczy diody tunelowej

Na podstawie układu zastępczego można w prosty sposób obliczyć oporność wejściową oraz częstotliwość rezonansu własnego. Bez wywodów matematycznych można stwierdzić, że częstotliwość pracy diody tunelowej musi leżeć poniżej jej częstotliwości rezonansowej. Jeżeli suma oporności rzeczywistych w układzie jest większa od oporności ujemnej $-R_N$ (odwrotność $-G_N$), układ jest odtłumiany i występuje „wzmocnienie". Jeżeli natomiast suma oporności rzeczywistych jest mniejsza od $-R_N$, powstaną drgania, czyli samowzbudzenie. Częstotliwość rezonansową ustala się według zależności fazowej, tzn. układ wzbudza się na częstotliwości, dla której suma wszystkich oporności urojonych jest równa zeru.

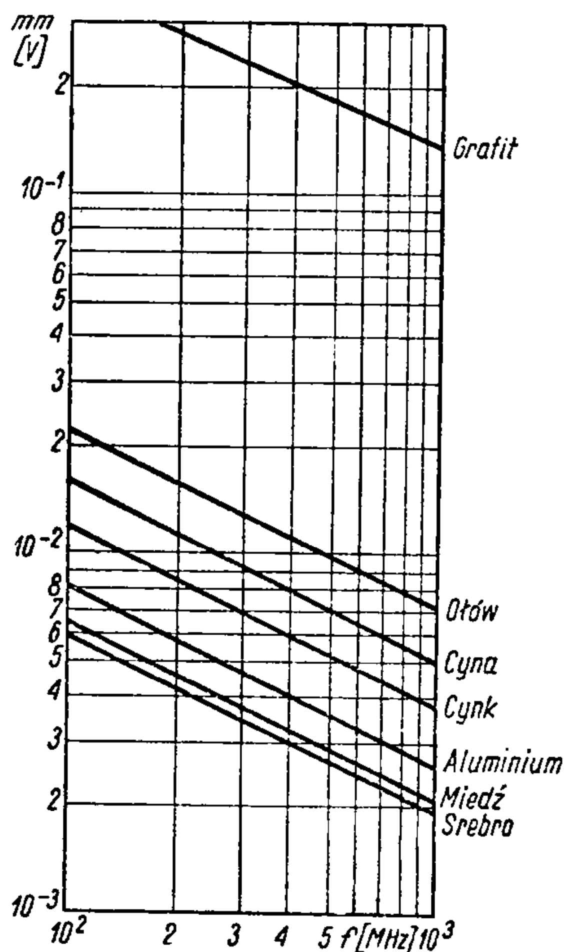
Dopuszczalne napięcie zmienne we wzmacniaczach z diodami tunelowymi jest zależne od stosunku napięć odpowiadających na charakterystyce wierzchołkowi (ok. 100 mV) i zagłębieniu (ok. 300 mV), co daje stosunek 1 : 3. Jeżeli określony przez ten stosunek napięć zakres charakterystyki diody tunelowej z właściwą jej opornością ujemną zostanie przekroczony, odtłumiające działanie diody ulega zmniejszeniu. Z tego powodu wzmacniacze z diodami tunelowymi nadają się tylko do układów, w których występują małe napięcia zmienne. W przypadku stosowania takiej diody w konwertorze należy ją dobrze ekranować, szczególnie przy dużej mocy nadajnika wchodzącego w skład stacji. Oczywiście, wejście musi być zwierane na krótko przekaźnikiem.

Napięcie stałe, które ustala punkt pracy, powinno być bardzo stabilne.

2.5. Elementy składowe i obwody rezonansowe na UKF

2.5.1. Przenoszenie fal decymetrowych i metrowych

Zjawisko naskórkowości, rosnące wraz z częstotliwością, nabiera w zakresie UKF szczególnego znaczenia. Jak wiadomo, zjawisko naskórkowości polega na tym, że przewodzenie prądu w.cz. w przewodniku odbywa się tylko na jego powierzchni i w jej pobliżu. Tak więc o oporności rzeczywistej przewodnika decyduje jego powierzchnia.



Rys. 2-7. Równoważna grubość warstwy przewodzącej dla niektórych materiałów przewodzących w funkcji częstotliwości

Na wykresie (rys. 2-7) podano wartości tzw. równoważnej grubości warstwy przewodzącej dla różnych materiałów. Wykres ten może być pomocny przy ustalaniu grubości warstwy srebra nakładanego na obwody UKF. Przy falach metrowych, a decymetrowych w szczególności, trzeba przyzwyczaić się do tego, że prąd w.cz. płynie tylko po powierzchni przewodnika. Pamiętać trzeba, że już najmniejszy odcinek przewodu wykazuje zauważalną indukcyjność, że najmniejsza pojemność (np. przejście przewodu przez chassis) oznacza zbocznikowanie, a często nawet zwarcie. Odcinki przewodów na UKF, szczególnie w zakresie 70 cm i 24 cm, mogą mieć długości porównywalne z długością fali ($\lambda/2$, $\lambda/4$ itp.) i wtedy wypromieniowują energię. Wyjątek stanowią tutaj przewody koncentryczne. Otwory w chassis mogą stać się „szczelinami sprzęgającymi", przez które może się przenosić energia.

Dopiero po myślowym przestawieniu się z konwencjonalnych metod radiotechniki na specjalistyczne dla UKF, można lepiej zrozumieć zachowanie się układów i sposób ich działania.

Dla orientacji w tablicy 2-2 podano wielkość oporności biernych niektórych pojemności i indukcyjności przy różnych częstotliwościach.

Tablica 2-2

Reaktancja pojemnościowa i indukcyjna przy różnych częstotliwościach dla różnych *C* i *L*

Pojemność lub indukcyjność	Oporność przy częstotliwościach		
	10 MHz	100 MHz	1000 MHz
1 pF	16 kΩ	1,6 kΩ	160 Ω
10 pF	1,6 kΩ	160 Ω	16 Ω
100 pF	160 Ω	16 Ω	1,6 Ω
1 nH	0,063 Ω	0,63 Ω	6,3 Ω
10 nH	0,63 Ω	6,3 Ω	63 Ω
100 nH	6,3 Ω	63 Ω	630 Ω

2.5.2. Elementy R, L, C na UKF

Elementom *R, L, C* pracującym w zakresie UKF stawia się również szczególne wymagania. Oporniki drutowe nie nadają się tu do zastosowania. Nie są również odpowiednie oporniki masowe o spiralnej warstwie oporowej, ponieważ powstająca przy tym indukcyjność nie może być pomijana na falach ultrakrótkich, ponadto mogą wyniknąć niepożądane rezonanse indukcyjności z pojemnościami rozproszonymi. Dla układów UKF należy stosować oporniki o warstwie jednolitej lub też oporniki objętościowe.

Należy również brać pod uwagę rozmiary oporników; im większe są rozmiary opornika, tym większa jest pojemność rozproszona. Pojemność opornika względem chassis oraz, co gorsza, pojemność rozproszona kołpaków (nakładek na końcach) działają jako składowe bierne, dołączone równolegle do opornika.

W układach UKF należy stosować oporniki małych mocy (0,1÷÷0,25 W), oczywiście tam, gdzie to jest możliwe. Obciążalność musi odpowiadać mocy wydzielanej w oporniku. Najlepsze okazują się oporniki warstwowe borowęglowe, ponieważ przy takich

samych rozmiarach ich obciążalność jest większa niż innych typów. Bardzo dobre są również oporniki metalizowane — MŁT.

W przypadku oporników i innych elementów największe trudności sprawia indukcyjność doprowadzeń (końcówek), niestety nieunikniona. Aby zmniejszyć tę indukcyjność, w układach UKF przylutowuje się elementy — również i oporniki — możliwie jak najkrócej, skracając przewody połączeniowe. Oczywiście, uwagi te dotyczą przewodów, przez które płynie prąd w.cz.

Drugim najczęściej stosowanym elementem jest kondensator. Podobnie jak w przypadku oporników, największym „wrogiem" kondensatora jest indukcyjność jego doprowadzeń. W układach UKF, szczególnie w „gorących punktach" lub przewodach, stosuje się kondensatory talerzykowe („lizaczki"), które charakteryzują się małą indukcyjnością i dużą dobrocią.

Dla celów odsprzęgania i filtrowania można stosować również kondensatory talerzykowe. Bardzo dobre — niestety w kraju nie produkowane — są wielokrotne kondensatory talerzykowe (np. 2×1000 pF, 3×1000 pF itp.). Najlepsze jednak dla odsprzęgania są ceramiczne kondensatory przepustowe.

Stara zasada stosowania możliwie jak największych pojemności kondensatorów odsprzęgających i filtrujących w.cz., nie może być stosowana w zakresie UKF ze względu na ich częstotliwości własne, leżące w zakresie pracy. W niektórych przypadkach stosując za dużą pojemność odsprzęgającą osiąga się wyniki przeciwne do zamierzonych.

Tablica 2-3

Wartość pojemności kondensatora tworzącej wraz z jego wyprowadzeniami szeregowy obwód rezonansowy

Częstotliwość MHz	Pojemność kondensatora (pF) przy długości końcówek		
	6 mm	12 mm	25 mm
48÷50	780÷820	395÷405	195÷205
72	380÷400	175÷185	91
96	215÷225	95÷105	56
144	100÷105	46÷48	25
220	38÷40	19÷20	10
440	15÷16	8÷9	4

Kondensatory zmienne — dla dostrajania — stosuje się tylko w najlepszym wykonaniu, stabilne i z dielektrykiem wysokiej jakości. Najlepsze są oczywiście miniaturowe kondensatory obrotowe, tzw. „split stator".

Ważnym elementem układów UKF są dławiki w.cz. Stosuje się je w przewodach żarzeniowych i anodowych jako elementy filtrów odsprzęgających. Nie można od nich oczekiwać dużych wartości oporności biernej, ale nie jest ona na ogół krytyczna. W zakresie UKF stosuje się dławiki ćwierćfalowe, tzn. długość drutu, z którego wykonany jest dławik, powinna wynosić $^1/_4$ elektrycznej długości fali. Średnica nawinięcia dławików powinna wynosić $4 \div 6$ mm i powinny one być możliwie długie, $l > d$.

Odrębnym zagadnieniem w technice UKF są obwody rezonansowe, które zostaną szerzej omówione w przykładach praktycznych rozwiązań konwerterów.

2.6. Szumy w odbiornikach UKF

2.6.1. Zagadnienia ogólne

W zakresach UKF, w szczególności przy łącznościach DX-owych, natężenia pola odbieranych sygnałów są znacznie niższe od odpowiednich wartości dla sygnałów nadajników pracujących w zakresie fal krótkich. Powoduje to konieczność większego wzmocnienia sygnału. Przy obecnych możliwościach technicznych można wykonać odbiornik o wzmocnieniu rzędu nawet milionów razy, nie oznacza to jednak, że za pomocą takiego odbiornika można odbierać dowolnie małe sygnały. Na przeszkodzie stoją tu szumy, powstające zarówno na zewnątrz odbiornika (szumy atmosferyczne) jak i szumy w samym odbiorniku (szumy własne). Zagadnienie szumów odgrywa decydującą rolę w odbiornikach UKF, dlatego też należy zapoznać się z nim bardziej szczegółowo. Poziom szumów na wyjściu odbiornika jest określany napięciem szumów pochodzących z anteny oraz sumą napięć szumów powstających w poszczególnych stopniach i elementach odbiornika. Znajomość procesu powstawania szumów w elementach odbiornika umożliwia

w znacznym stopniu ograniczenie poziomu szumów i polepszenie odbioru przez zastosowanie odpowiednich układów oraz właściwą konstrukcję odbiornika.

2.6.2. Szumy oporników i obwodów

Wszystkie przewodniki, do których zalicza się także oporniki, zawdzięczają swoją właściwość przewodzenia obecności swobodnych elektronów. W temperaturze pokojowej nośniki ładunków znajdują się w stanie ciągłego, bezładnego ruchu. Wskutek tego na końcówkach opornika pojawiają się niewielkie napięcia zmienne. Napięcia te zawierają bardzo szerokie widmo częstotliwości składowych. Amplituda tych składowych jest jednakowa. Moc szumów P_{sz} generowanych przez opornik, niezależnie od jego wartości (w odniesieniu do pasma o szerokości 1 kHz), wynosi

$$P_{sz} = 4kT \tag{2-8}$$

gdzie: k — stała Boltzmanna, równa $1{,}38 \cdot 10^{-23}$ J/K,
T — temperatura bezwzględna w stopniach Kelvina (K), równa temperaturze $t + 273$ wyrażonej w °C.

Ponieważ zjawiska szumu rozpatrywane będą w odniesieniu do temperatury +20°C (temperatura pokojowa), to zamiast T można podstawić wartość T_0, równą 293 K

$$(T_0 = t + T = 20 + 273 = 293\text{K})$$

Wzór na moc szumów będzie teraz miał postać

$$P_{sz} = 4kT_0 \tag{2-9}$$

Z powyższego widać, że moc szumów wzrasta wraz z temperaturą. Napięcie szumów cieplnych U_{sz}, powstające na oporniku o oporności R, wynosi

$$U_{sz}^2 = P_{sz}R = 4kT_0R \tag{2-10}$$

Uwzględniając szerokość pasma Δf, otrzymamy

$$U_{sz}^2 = 4kT_0R\Delta f \tag{2-11}$$

skąd po przekształceniu otrzymuje się

$$U_{sz} = 2\sqrt{kT_0R\Delta f} \tag{2-12}$$

Z zależności tej wynika, że ze wzrostem pasma częstotliwości moc szumów wzrasta również liniowo. Wartość liczbowa energii kT_0 wynosi

$$kT_0 = 1{,}38 \cdot 10^{-23} \cdot 293 = 4 \cdot 10^{-21}\,\mathrm{J} \tag{2-13}$$

po podstawieniu do wzoru (2-12) otrzymuje się postać

$$U_{szT_0} = 4 \cdot 10^{-3}\sqrt{R\Delta f} \tag{2-14}$$

gdzie: U_{szT_0} — napięcie szumów w μV, jeżeli R i Δf są podstawione w kΩ i Hz.

Tak np. przy szerokości pasma 10 kHz na oporniku 10 kΩ powstanie napięcie szumów U_{sz}=1,32 μV. Gdyby opornik taki znajdował się na wejściu odbiornika o wzmocnieniu np. 10^5 (100 000 razy), to na jego wyjściu powstałoby napięcie szumów o wartości 0,13 V.

Dla danego opornika wartości napięcia szumów są uzależnione nie tylko od jego oporności, temperatury i szerokości przenoszonego pasma, lecz także od materiału, z którego jest wykonany opornik, oraz od technologii wykonania.

Elementy o opornościach pozornych, a więc indukcyjności i pojemności nie pobierające energii, nie wytwarzają w zasadzie napięć szumów. W praktyce jednak elementy te są zawsze obarczone opornościami strat, a więc szumy ich są proporcjonalne do tych oporności. Przy obliczaniu napięcia szumów obwodu rezonansowego przyjmuje się jako oporność szumów wartość oporności tego obwodu przy rezonansie.

2.6.3. Szumy lamp elektronowych

Źródłem szumów własnych odbiornika są również szumy wnoszone przez lampy elektronowe. Ponieważ lampa jako źródło szumów zachowuje się podobnie jak opornik, na którym powstaje napięcie szumów cieplnych, przyjęto wyrażać szum powstający w lampie przez tzw. *zastępczą oporność szumów* R_{zsz}. Lampę uważa się wówczas za idealny element wzmacniający (bezszumny) i rozpatruje się szum, jaki ona wytwarza, jako szum powstający w fikcyjnym oporniku w jej siatce. Wartość tego opornika jest taka, że napięcie szumów występujące na nim, pomnożone przez

wzmocnienie lampy daje w wyniku rzeczywisty szum powstający wewnątrz lampy. *Oporność zastępcza szumów* jest podstawowym parametrem lampy określającym przydatność lampy do pierwszego stopnia wzmacniacza wejściowego. Dane R_{zsz} dla różnych lamp stosowanych w odbiornikach UKF podano w tabl. 2-4.

Tablica 2-4

Oporność zastępcza szumów r_{sz} niektórych lamp stosowanych w konwerterach UKF

Lampa	Oporność szumów r_{sz}, Ω	Lampa	Oporność szumów r_{sz}, Ω	Lampa	Oporność szumów r_{sz}, Ω
EC 80	210	EC 91	400	6C3П	260
EC 84	300	EC 92	500	6C4П	200
EC 86	250	ECC 84	400	6C51H	400
PC 88	230	ECC 85	500	6C52H	400

Główną przyczyną powstawania szumów w lampach elektronowych jest tzw. *efekt śrutowy*. Prąd płynący przez lampę jest wynikiem przepływu wielkiej liczby elektronów; emisja elektronów nie jest bowiem zjawiskiem ciągłym, jej natężenie ulega chwilowym, nieznacznym wahaniom.

Efekt śrutowy występuje najwyraźniej w zakresie prądu nasycenia. W przypadku lamp wielosiatkowych (pentody, heksody itp.) wypadkowy szum lampy wzrasta o składową wynikającą z rozpływu prądu pomiędzy poszczególne elektrody. Im więcej elektrod ma dana lampa, tym większy będzie wzrost szumów (np. dla pentod R_{zsz} wynosi 1÷10 kΩ). Dlatego też do stopni wejściowych odbiorników UKF, gdzie wymagany jest niski poziom szumów, stosuje się przeważnie triody (R_{zsz} dla triod wynosi 0,2÷0,8 kΩ).

Dodatkowym zjawiskiem powiększającym nieznacznie szum lampy jest tzw. *migotanie katody*, które polega na chwilowych wahaniach natężenia emisji w poszczególnych punktach katody.

W przypadku braku danych katalogowych dotyczących R_{zsz} dla danej lampy wartość tę można w przybliżeniu określić za pomocą następujących zależności:

$$\text{dla triod} \quad R_{z\,sz} = \frac{2,5}{S_a} \div \frac{3,5}{S_a} \tag{2-15}$$

$$\text{dla pentod} \quad R_{z\,sz} = \frac{3 \cdot I_a}{S_a \cdot I_k} + 20\frac{I_a \cdot I_{s2}}{S_a^2 \cdot I_k} \qquad (2\text{-}16)$$

gdzie: $R_{z\,sz}$ — oporność szumów, kΩ,
S_a — nachylenie charakterystyki, mA/V,
I_a — prąd anodowy, mA,
I_{a2} — prąd siatki ekranowej, mA,
I_k — prąd katodowy, mA.

W przypadku diod pracujących w zwykłych prostownikach lub detektorach, tzn. gdy ich punkt pracy nie leży w zakresie nasycenia, oporność zastępcza szumów jest równa oporności wewnętrznej diody. Jeżeli dioda pracuje w zakresie nasycenia, to szum jej odpowiada szumowi opornika o bardzo dużej oporności. Pracę diody w takich warunkach wykorzystuje się w generatorach szumu stosowanych do celów pomiarowych. Pracę w zakresie nasycenia można osiągnąć tylko w diodach specjalnie przeznaczonych do tego celu (z katodą wolframową) jak również w diodach krzemowych.

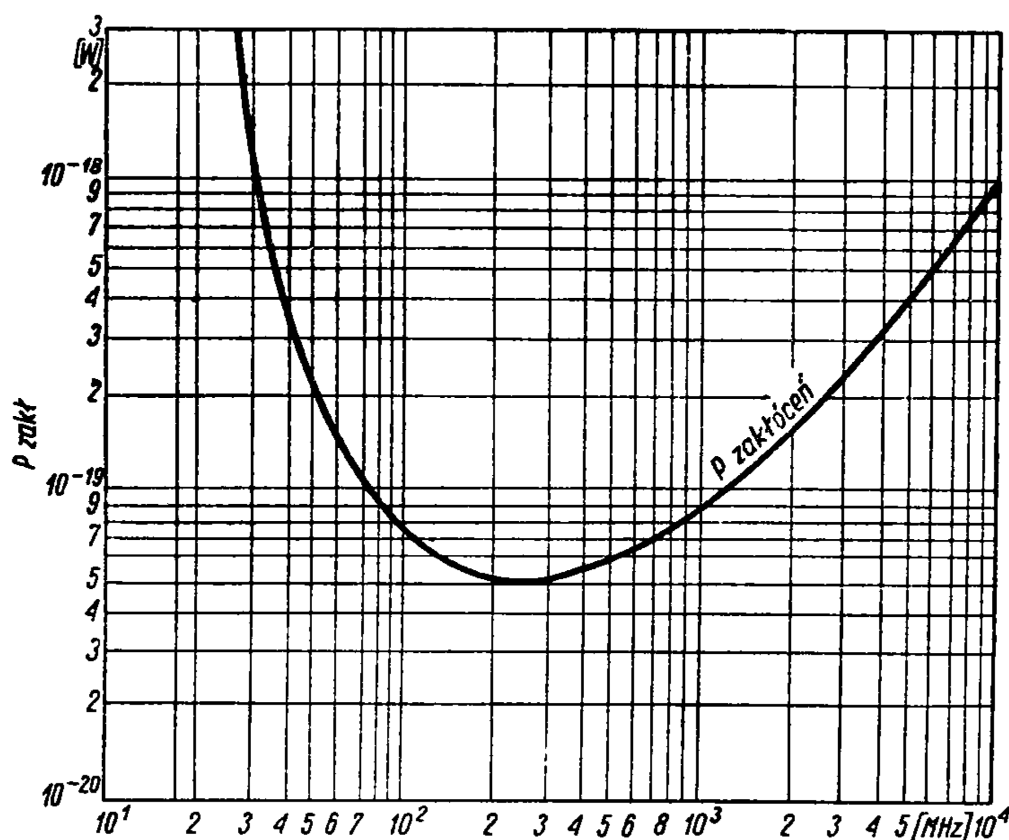
Oporność zastępcza szumów znacznie wzrasta, gdy triody lub pentody stosowane są jako lampy w stopniach przemiany. Wzrost ten jest widoczny z zależności (2-15) i (2-16), ponieważ nachylenie charakterystyki przemiany wynosi dla lamp najwyżej 20÷40% nachylenia przy pracy w klasycznych wzmacniaczach.

2.6.4. Czułość graniczna odbiornika UKF

Podstawowy parametr odbiornika — *czułość* — określa się w radiokomunikacji taką wartością napięcia w.cz. zmodulowanego do głębokości 30%, którą należy doprowadzić na wejście odbiornika, aby na jego wyjściu otrzymać moc użyteczną 50 mW. Taka definicja czułości nie może stanowić obiektywnego określenia czułości odbiorników UKF ze względu na omówione zjawisko szumów.

W zakresie fal metrowych i decymetrowych maksymalna czułość odbiornika jest określana przez szumy pierwszych stopni z lampą lub diodą mieszającą. Odbierany przez antenę szum pochodzenia słonecznego lub kosmicznego odgrywa tu rolę drugorzędną (rys. 2-8).

Czułość, czyli miara dobroci odbiornika UKF, musi więc uwzględniać poziom szumów własnych, zagłuszających sygnał użyteczny.



Rys. 2-8. Szumy kosmiczne i słoneczne oraz zakłócenia atmosferyczne w funkcji częstotliwości

W zakresie ultrakrótkofalowym oporności wejściowe lamp elektronowych są — jak już stwierdzono — bardzo małe, co wymaga wzajemnego dopasowania oporności anteny R_A, do oporności wejściowej R_{wej} stopnia wejściowego. Z tego powodu obie te oporności mają na siebie ściśle określony wpływ, ustalony przekładnią obwodu antenowego. Stąd też wartość napięcia indukowanego w antenie, niezbędna do osiągnięcia stosunku napięcia sygnału do napięcia szumów równego np. 1 : 1, nie może być absolutnym miernikiem czułości granicznej układu; napięcie to będzie bowiem zależne zarówno od oporności własnej anteny R_A, jak i od przekładni zastosowanej w obwodzie antenowym.

Aby na wejściu odbiornika osiągnąć stosunek sygnału do szumu równy 1 : 1, napięcie sygnału użytecznego U_{syg}, indukowane w an-

tenie o oporności własnej R_A, musi być równe napięciu szumów anteny U_{sz}

$$U_{syg}^2 = U_{sz}^2 = 4kT_0 R_A \Delta f \qquad (2\text{-}17)$$

co jest zgodne z zależnością (2-11).

Napięcie sygnału użytecznego określone wzorem (2-17) można uczynić niezależnym od R_A przez podstawienie odpowiednich wartości mocy zamiast napięć sygnału i szumu. Przy dopasowaniu mocy otrzymamy więc

$$P = \frac{U^2}{4R_A} = kT_0 \Delta f \qquad (2\text{-}18)$$

W celu umożliwienia porównywania czułości poszczególnych układów niezależnie od szerokości przenoszonego pasma, wzór (2-18) przekształca się w sposób następujący:

$$\frac{P}{\Delta f} = 1kT_0 = 4{,}0 \cdot 10^{-21} \text{ W/Hz} \qquad (2\text{-}19)$$

Czułością graniczną danego układu będzie więc taka wartość mocy (w jednostkach kT_0), którą należy dostarczyć odbiornikowi na 1 Hz szerokości przenoszonego pasma, aby na wyjściu otrzymać stosunek sygnału do szumu równy 1 : 1. Czułość ta po uwzględnieniu wzoru (2-12) i przy dopasowaniu mocy ($R_A = R_{wej}$) będzie równa

$$n = \frac{U_{syg}^2}{kT_0 \Delta f 4R_A} \qquad (2\text{-}20)$$

W przypadku odbiornika idealnego, tzn. nie wytwarzającego żadnych szumów własnych, czułość graniczna $n=1$. Wartość $n=1$ jest oczywiście idealną wartością czułości, nieosiągalną w praktyce. W stosunku do idealnego, dowolny odbiornik wymaga n razy większej mocy na zaciskach wejściowych. Otrzymana wartość n jest tzw. „liczbą kT_0". Im większa jest liczba kT_0 dla danego odbiornika, czyli im większa jest moc $n \cdot kT_0$, którą należy doprowadzić dla uzyskania stosunku sygnału do szumu 1 : 1, tym mniejsza jest czułość danego odbiornika. Jeżeli np. czułość graniczna n równa jest 10, to przy dopasowaniu mocy należy dostarczyć od-

biornikowi moc $P_{syg}=10\,kT_0=10 \cdot 4 \cdot 10^{-21}=4 \cdot 10^{-20}$ W/Hz, aby osiągnąć na wyjściu stosunek sygnału do szumu równy 1 : 1. Czułość n nie może więc osiągać wartości mniejszych lub równych 1.

Innymi słowy, czułość odbiornika można określić taką wartością napięcia doprowadzonego na wejście, która zapewni na wyjściu odpowiednią wartość mocy przy danym stosunku sygnału do szumu. Taka definicja czułości jest jednak niepełna, ponieważ nie uwzględnia szerokości przenoszonego pasma oraz wartości składowej czynnej oporności anteny R_A. Uwzględnienie temperatury jest konieczne, ponieważ energia cieplna opornika nie zależy od jego oporności czynnej, lecz jest określona temperaturą T_0, w której opornik ten znajduje się. Ponieważ zgodnie z (2-8) energia cieplna opornika wynosi 4 kT_0, to w temperaturze pokojowej przyrost energii wynosi ok. $16 \cdot 10^{-21}$ J. Jest to moc szumów emitowanych przez każdy opornik przy szerokości pasma 1 Hz.

Gdyby źródłem szumów była tylko antena, to na wejście odbiornika idealnego nie wytwarzającego szumów dostarczałaby ona przy dopasowaniu sygnał $^1/_4 \cdot 4\,kT_0$, czyli $1\,kT_0$. Ponieważ jednak w odbiorniku istnieją inne źródła szumów własnych, to moc szumów na wejściu wzrośnie do pewnej wielokrotności kT_0, równej nkT_0. W celu uzyskania danego stosunku sygnału do szumu należy więc zwiększyć moc sygnału użytecznego na wejściu o taką samą krotność n. Reasumując można stwierdzić, że iloczyn nkT_0 (liczba kT_0) jest liczbą względną większą od jedności, umożliwiającą porównywanie czułości poszczególnych odbiorników niezależnie od wartości czynnych anten R_A oraz niezależnie od szerokości pasma przenoszonego przez porównywane odbiorniki.

2.6.5. Optymalne dopasowanie ze względu na szum

Ustalając definicję pojęcia czułości odbiornika UKF, założono dopasowanie optymalne ze względu na moc przenoszoną z anteny na wejście odbiornika. Dopasowanie takie nie pokrywa się z dopasowaniem na najmniejsze szumy, tzn. na osiągnięcie najmniejszej wartości n. Wynika z tego, że przy maksymalnej transformacji mocy nie osiągnie się minimalnej wartości szumów.

Można dowieść matematycznie, że dla osiągnięcia optymalnej czułości, czyli najmniejszej realizowanej wartości n, wymagana jest mniejsza od optymalnej wartość transformacji oporności anteny, czyli oporności anteny przeniesionej do obwodu wejściowego lampy.

Teoretycznie osiągalna wartość czułości granicznej przy dopasowaniu mocy wynosi $2\,kT_0$, a przy dopasowaniu na minimum szumów — $1\,kT_0$, a więc w pewnym przypadku jest dwukrotnie wyższa. Należy zaznaczyć, że wielkość n określona równaniem (2-20) odnosi się zawsze do dopasowania mocy.

Zmniejszenie przekładni w obwodzie wejściowym (antenowym) w celu osiągnięcia najmniejszych szumów musi być tym większe (względem wartości odpowiadającej dopasowaniu mocy), im mniejsze wartości mają oporności R_{zsz} i R_{wej} w stosunku do oporności obwodu wejściowego.

Czułość graniczną odbiornika można określać także jako stosunek rzeczywistej czułości granicznej (zmierzonej) w jednostkach kT_0 do idealnej czułości granicznej n_0, zgodnie z (2-19) równej $4{,}0 \cdot 10^{-21}$ W/Hz. Z definicji tej wynika, że współczynnik czułości liczbowo będzie równy wartości n, ponieważ

$$F = \frac{n}{n_0} = \frac{n}{1} = 1 \qquad (2\text{-}21)$$

Współczynnik ten nazywany jest także liczbą szumową. Ponieważ liczba szumowa F zgodnie z (2-21) jest stosunkiem wartości mocy, dlatego jest on na ogół podawany w decybelach.

Pomiar czułości granicznej i liczby szumowej F dla danego odbiornika przeprowadza się za pomocą tzw. generatora szumów, co zostanie omówione w dalszej części książki (rozdz. 2.9).

2.7. Stopnie odbiorników UKF

2.7.1. Stopień wejściowy

Pod pojęciem „stopnie odbiornika UKF” należy rozumieć wszystkie stopnie, z których składa się konwerter UKF, tzn. wzmacniacz, mieszacz i generator. Pierwsze dwa stopnie: stopień

wejściowy (wzmacniacz) i mieszacz mają zasadniczy wpływ na czułość odbiornika, a trzeci stopień — generator (heterodyna) ma zasadniczy wpływ na stabilność odbiornika.

Podstawowymi warunkami, które powinien spełniać stopień wejściowy odbiornika (konwertera) UKF, są: małe szumy własne, duże wzmocnienie i możliwie duża oporność wejściowa dla wzmacnianej częstotliwości.

Pierwszy z warunków oznacza, że zastępcza oporność szumów oraz szum spowodowany przez indukowany prąd siatki muszą być jak najmniejsze. Dla spełnienia tego warunku w stopniach wejściowych używa się przeważnie triod, a nie pentod, z powodów omówionych poprzednio. Wprawdzie obecnie istnieją pentody nadające się do stosowania we wzmacniaczach wstępnych na UKF, np. E180F, EF 184 i in., jednak znacznie lepsze wyniki osiąga się przez stosowanie nowoczesnych triod o dużym nachyleniu charakterystyk i małych pojemnościach (np. EC 86, EC 88).

W odbiorniku wielostopniowym, składającym się np. z 5 stopni, szum powstający w obwodzie siatkowym pierwszej lampy będzie wzmacniany przez wszystkie 5 stopni, szum drugiej lampy — przez 4 stopnie, itd. Jeżeli napięcia szumów są oznaczone przez $U_1, U_2, \dots U_5$, a wzmocnienie stopni przez $K_1, K_2, \dots K_5$, to szum, który wystąpi na wyjściu odbiornika, będzie równy $U_1 (K_1 \cdot K_2, \dots \dots \cdot K_5) + U_2 (K_2 \cdot K_3, \dots \cdot K_5)$ itd.

Z powyższego wynika, że jeżeli K_1 — wzmocnienie pierwszego stopnia — jest duże (np. 20 lub więcej), znaczenie ma tylko szum powstający w pierwszym stopniu. Pozostałe stopnie mają dostateczne wzmocnienie, dlatego też bardzo mało wpływają na ogólny szum występujący na wyjściu rx-a. Gdy wzmocnienie pierwszego stopnia jest małe, np. z powodu złej lampy (małe nachylenie) lub zbyt szerokiego pasma, szum powodowany przez drugi, a nawet trzeci stopień może mieć wpływ na ogólny szum występujący na wyjściu rx-a. Przypadek taki może wystąpić w razie zastosowania w drugim lub trzecim stopniu mieszacza wielosiatkowego (na pentodzie lub heksodzie). Jeżeli całkowity szum nie jest spowodowany przez pierwszy stopień, współczynnik szumów wzrasta o współczynnik szumów drugiego stopnia. Wzór na całkowity współczynnik szumów $F_{1,2}$ dwóch stopni mających współczynniki szumów F_1 i F_2 wygląda następująco:

$$F_{1,2} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{K_1} \qquad (2\text{-}22)$$

gdzie: K_1 — wzmocnienie mocy pierwszego stopnia.

Biorąc dla przykładu, że mieszacz ma liczbę szumową 20 (13 dB), a wzmacniacz triodowy znajdujący się przed nim ma liczbę szumową 4 (6 dB) i wzmocnienie mocy 10 (10 dB), to całkowity współczynnik szumów wyniesie:

$$F_{1,2} = 4 + \frac{20-1}{10} = 5{,}9\,(7{,}7\,\mathrm{dB})$$

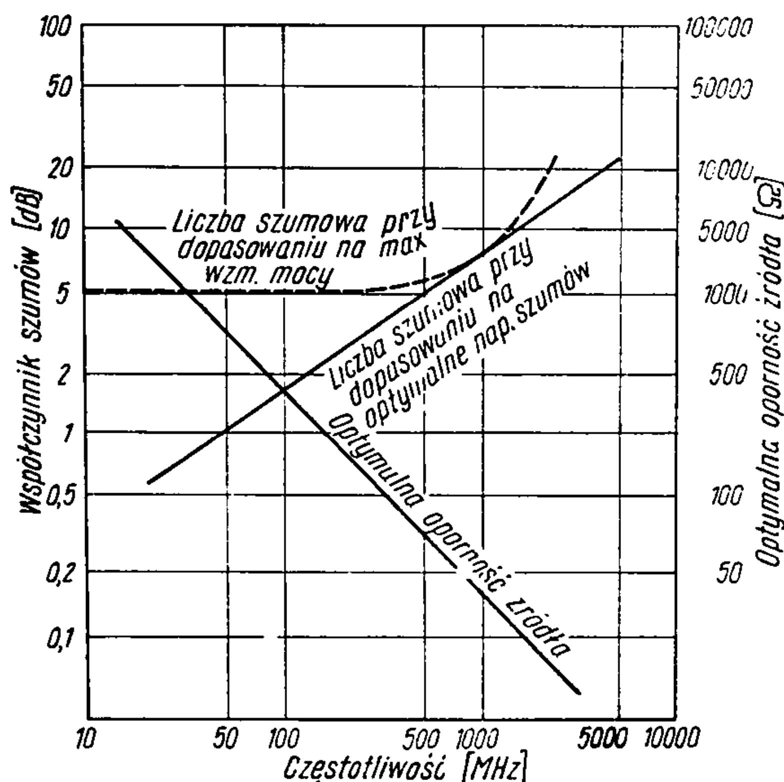
Z powyższego przykładu wynika, że dla otrzymania jak najmniejszego współczynnika szumów rx-a szum mieszacza musi być mały przy jednoczesnym bardzo dużym wzmocnieniu pierwszego stopnia.

Drugi warunek, jaki powinien spełniać stopień wejściowy rx-a UKF, oznacza, że oporność wejściowa występująca w obwodzie siatki, spowodowana przez czas przelotu elektronów w przestrzeni siatka—katoda, powinna być duża. Szum związany z tą opornością (indukowany szum siatki) jest duży, ponieważ temperatura wejściowej oporności siatki jest równoważna 5-krotnej temperaturze otoczenia. Napięcie sygnału przyłożonego do siatki będzie małe, jeżeli nie zastosuje się odpowiedniego sprzężenia dla podwyższenia napięcia między anteną a siatką. Gdy obwód wejściowy jest dopasowany do impedancji wejściowej lampy, uzyskuje się optymalne wzmocnienie mocy. Nie daje to jednak najkorzystniejszych warunków z punktu widzenia szumu. Dlatego też przekładnię podwyższającą (sprzężenie) należy dobierać na optymalny współczynnik szumów.

Na rysunku 2-9 pokazano przebieg współczynnika szumów w funkcji częstotliwości dla lampy 6J4 (radz. 6C2 П), pracującej w układzie wzmacniacza z uziemioną siatką. Z rysunku widać, że przy dopasowaniu na maksymalne wzmocnienie współczynnik szumów jest stały i wynosi 6,5 dB przy częstotliwości 500 MHz, podczas gdy poniżej tej częstotliwości wyższa oporność źródła (sprzężenie większe od optymalnego) daje znaczną poprawę współczynnika szumów.

Jak już wspomniano na wstępie, współczynnik szumów lampy

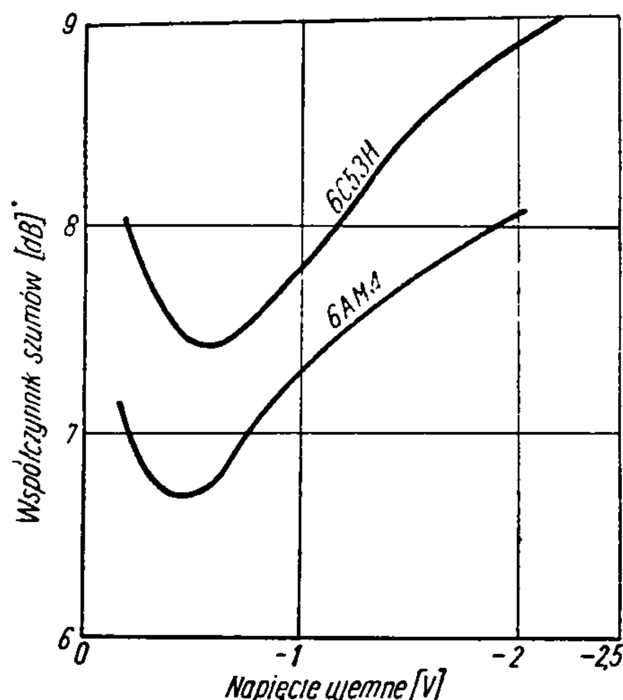
jest funkcją temperatury katody, ze względu na istnienie ładunku przestrzennego między siatką a katodą. Stąd też występuje znaczny wzrost szumów przy spadku prądu żarzenia o bardzo małą



Rys. 2-9. Zmiany współczynnika szumów lampy 7077 (6C53H) w funkcji częstotliwości

wartość, np. 5%. Bardzo duże znaczenie ma więc utrzymywanie właściwego napięcia żarzenia we wstępnych stopniach odbiornika. Również odpowiednie ustalenie „minusa" siatki w stosunku do potencjału kontaktowego jest środkiem polepszającym współczynnik szumów. Na rysunku 2-10 pokazano zależność współczynnika szumów od „minusa" przy małym prądzie anody dla dwóch triod ultrakrótkofalowych, pracujących w układzie z uziemioną siatką. Kształt krzywych jest podobny, lecz minimalny współczynnik szumów występuje przy nieco różnych napięciach ujemnych na siatkach. Optymalny minus może być inny nawet dla poszczególnych egzemplarzy tego samego typu lampy. Często opłaca się więc wielkość „minusa" ustalić eksperymentalnie, lecz należy utrzymywać stały prąd anodowy (wg danych katalogowych) za pomocą odpowiedniej wartości opornika w anodzie lampy (odpowiednie U_a).

Szum powodowany przez inne elementy niż lampy jest wytwarzany wyłącznie przez składową rzeczywistą oporności. Reaktancje pojemnościowe i indukcyjne nie powodują powstawania szumów. Oporność cewek UKF jest do pominięcia — pod warunkiem, że



Rys. 2-10. Zależność współczynnika szumów triod 6C53H i 6AM4 (RCA) od napięcia siatki pierwszej

są one wykonane z odpowiednio grubego przewodu srebrzonego. Natomiast oporność upływności kondensatorów i izolatorów jest ważna i należy wybierać do obwodów UKF elementy najwyższej jakości, włączając w to podstawki lamp, przełączniki, przekaźniki itp.

Szum obwodów może być rozpatrywany jako szum powodowany przez dodatnie sprzężenie zwrotne. Jakkolwiek zwiększanie wzmocnienia przez dodatnie sprzężenie zwrotne jest często stosowane w układach KF, nie można tego w żadnym przypadku stosować w odbiornikach UKF.

Najczęściej przyczyną niepożądanego sprzężenia dodatniego mogą być: niewystarczające zablokowanie doprowadzeń zasilania, w szczególności żarzenia i katody; niecałkowita neutralizacja triodowych wzmacniaczy wejściowych (neutralizacja zapewniająca jedynie brak oscylacji obwodu jest niedostateczna); prądy błądzące w.cz. w chassis powodowane przez uziemienia w różnych punktach chassis; zły kontakt uziemień z chassis. Z tych powodów najlepsze jest chassis miedziane lub mosiężne. Aluminium nie

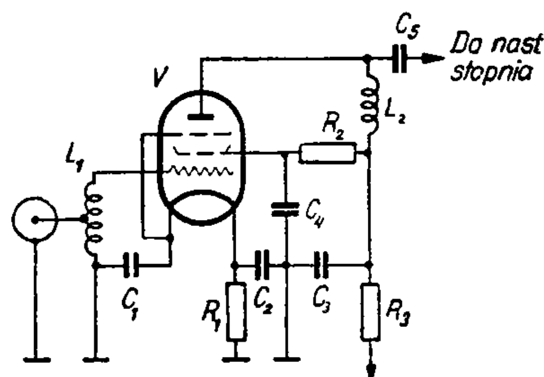
jest zalecane ze względu na duże trudności w wykonaniu dobrych styków uziemiających poszczególne elementy obwodów.

Trzecim warunkiem, który powinien spełniać dobry ultrakrótkofalowy rx, jest odpowiednia szerokość pasma przenoszonych częstotliwości.

Mierząc generatorem szumów współczynnik szumów odbiornika można stwierdzić, że jest on zależny od szerokości pasma przenoszenia. Dzieje się tak dlatego, że szumy nie mają określonej częstotliwości (są aperiodyczne) i wypełniają całą wstęgę przenoszoną przez odbiornik. Im szersza jest ta wstęga, tym więcej szumów znajduje się na wyjściu i tym większa będzie ich amplituda w stosunku do amplitudy sygnału. Rozwiązanie tego zagadnienia sprowadza się głównie do stosowania odpowiednich wzmacniaczy częstotliwości pośredniej, o czym będzie mowa w dalszej części książki (punkt 2.7.5).

2.7.2. Układy stopni wejściowych

Stosowany powszechnie w odbiornikach KF (jak również w nieużywanych już superreakcyjnych odbiornikach UKF) układ wzmacniacza z pentodą (rys. 2-11) nie znajduje szerszego zasto-



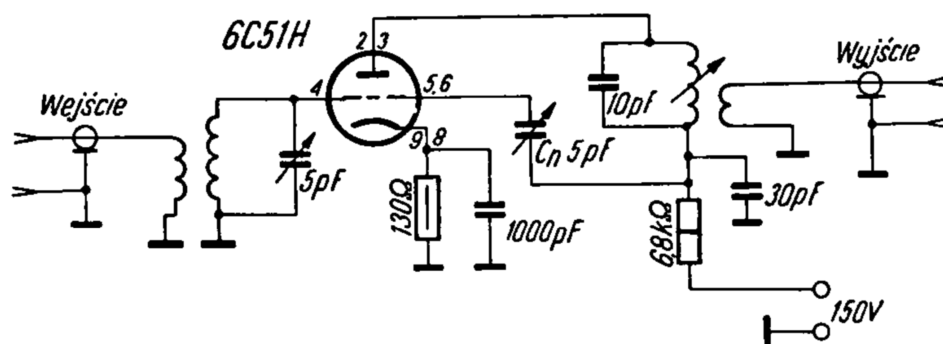
Rys. 2-11. Przykład wzmacniacza pentodowego

L_1, L_2 — cewki w rezonansie na środku pasma z pojemnościami lampy; C_1, C_2, C_3, C_4 — ceramiczne przepustowe 500÷÷1000 pF; R_1 — wartość katalogowa dla danego typu lampy; R_2 — 50÷70 kΩ zależnie od U_a i typu lampy; R_3 — 500÷÷2000 Ω

sowania w konwerterach na pasma UKF. Powodem tego są wspomniane poprzednio wady pentody jako wzmacniacza napięć UKF. Stosowanie w celu uniknięcia modulacji skrośnej wzmacniaczy na pentodzie może być uzasadnione w rejonach o dużej liczbie stacji lokalnych. Stosowana w takich przypadkach pentoda powinna być bardzo wysokiej jakości. Obecnie znajdują się na rynku lampy E 180 F i EF 184, które mogą być stosowane w ta-

kich układach. Znacznie gorsze wyniki osiąga się stosując popularne lampy EF 80 czy też 6AK5 (6Ж1П, EF 95).

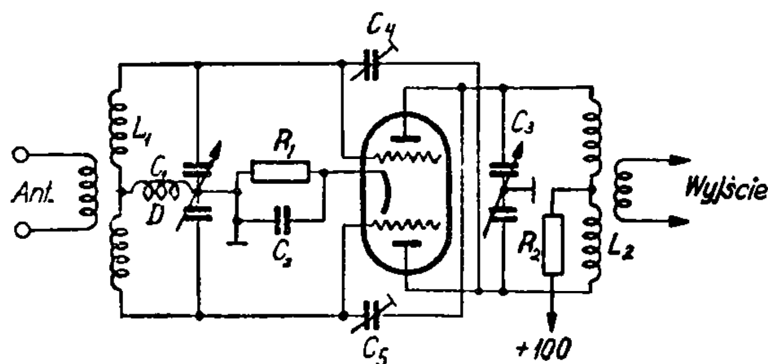
Układem coraz rzadziej stosowanym jest również układ pracujący na triodzie z uziemioną katodą (rys. 2-12). Zastosowana w układzie lampa 6C51H jest nuwistorem produkcji radzieckiej.



Rys. 2-12. Wzmacniacz triodowy

Wzmacniacz z uziemioną katodą wymaga stosowania neutralizacji z uwagi na stosunkowo dużą pojemność C_{sa}. Mostek neutralizacyjny, doprowadzający na siatkę napięcie neutralizujące o przeciwnej fazie, składa się z pojemności C_{sa} (siatka-anoda), C_n oraz indukcyjności L_1 i L_2 (rys. 2-12).

Przy stosowaniu zwykłych obwodów rezonansowych anodę lampy wzmacniającej dołącza się zawsze do odczepu obwodu anodowego ze względu na konieczność zapewnienia odpowiedniej stabilności wzmacniacza. Przy bardzo starannym wykonaniu takiego wzmacniacza osiąga się wzmocnienie sygnału z anteny 12÷15 razy (liczone do wejścia następnego stopnia).



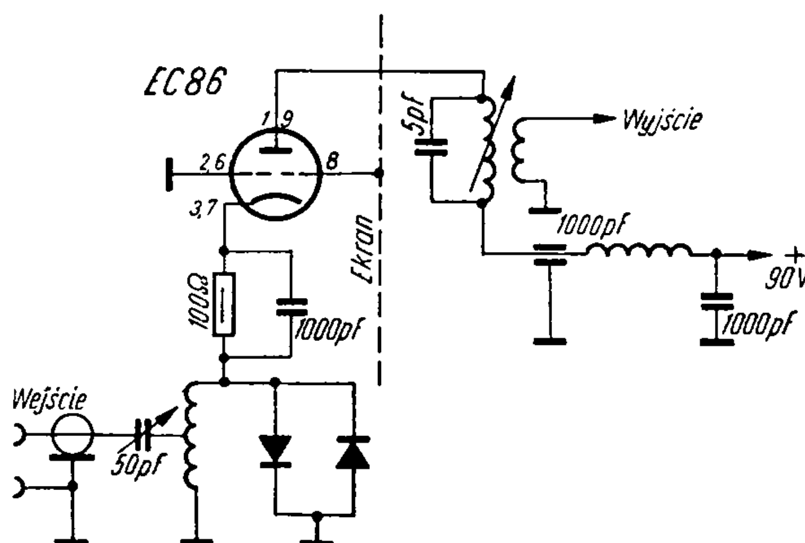
Rys. 2-13.
Przykład zneutralizowanego przeciwsobnego wzmacniacza triodowego
L_1 — cewka siatkowa dwuczęściowa (między obie części wsunięta cewka antenowa) w rezonansie z C_1 i pojemnościami lampy na odbieranej częstotliwości; L_2 — jak L_1; C_4, C_6 — trymery neutralizujące. 1÷4 pF

Częściej stosowanym układem o podstawie katodowej jest symetryczny wzmacniacz triodowy (rys. 2-13). Do niedawna wzmacniacze w takim układzie pracowały zawsze na lampie ECC 91 (radz. 6H15П). Obecnie z lampą np. ECC 88 można osiągnąć jeszcze lepsze wyniki.

Przy budowie takich wzmacniaczy należy pamiętać o pełnej symetrii montażu i wyborze odpowiedniego egzemplarza lampy, mającego jednakowe obydwie triody (S_a i I_a). Zneutralizowany wzmacniacz przeciwsobny jest stabilny, wnosi mały szum i daje stosunkowo duże wzmocnienie. Wzmacniacz symetryczny jest szczególnie korzystny w przypadku symetrycznego doprowadzenia anteny (np. linia 300 Ω).

Głównym powodem zaniechania układów z uziemioną katodą jest konieczność stosowania neutralizacji. Trudności związane z neutralizacją znikają przy zastosowaniu układów o podstawie siatkowej (wzmacniacz z uziemioną siatką). Stosowaniu tego rodzaju układów sprzyja fakt istnienia dużej ilości specjalnych lamp (triod) przeznaczonych do pracy na częstotliwościach znacznie wyższych niż oba popularne pasma amatorskie (144 i 420 MHz). Takie lampy. jak np. EC 91, EC 80, EC 84, EC 86, EC 88 mogą dobrze pracować na częstotliwościach dochodzących do 800 MHz i więcej.

Schemat podstawowy wzmacniacza z uziemioną siatką pokazano na rys. 2-14.



Rys. 2-14. Układ zasadniczy wzmacniacza z uziemioną siatką (diody półprzewodnikowe zabezpieczają lampę przy Tx-sie dużej mocy)

Asymetryczny wzmacniacz z uziemioną siatką jest szczególnie dogodny przy stosowaniu koncentrycznej linii zasilającej, ponieważ impedancja obwodu katody większości stosowanych w tych układach triod jest zbliżona do impedancji kabla koncentrycznego.

Oporność wejściową takiego wzmacniacza można obliczyć w przybliżeniu z następującego wzoru

$$R_{wej} = \frac{1}{S_a}\left(1+\frac{R_a}{\varrho_a}\right) \approx \frac{1}{S_a}\ \mathrm{k\Omega} \qquad (2\text{-}23)$$

gdzie: S_a — nachylenie charakterystyki, mA/V,
ϱ_a — oporność wewnętrzna triody, kΩ.

Przy zwykle występujących wartościach nachyleń 6÷12 mA/V otrzymuje się oporności wejściowe w zakresie 70÷170 Ω.

Wadą wzmacniaczy z uziemioną siatką jest ich małe wzmocnienie. Dla uzyskania odpowiedniej czułości odbiornika wskazane jest stosowanie dwóch stopni wzmocnienia przed mieszaczem. Wzmocnienie jest szczególnie małe przy dopasowaniu wejścia na najkorzystniejszy współczynnik szumów. Oporność zastępcza szumów wzmacniacza z uziemioną siatką jest niewielka i wynosi

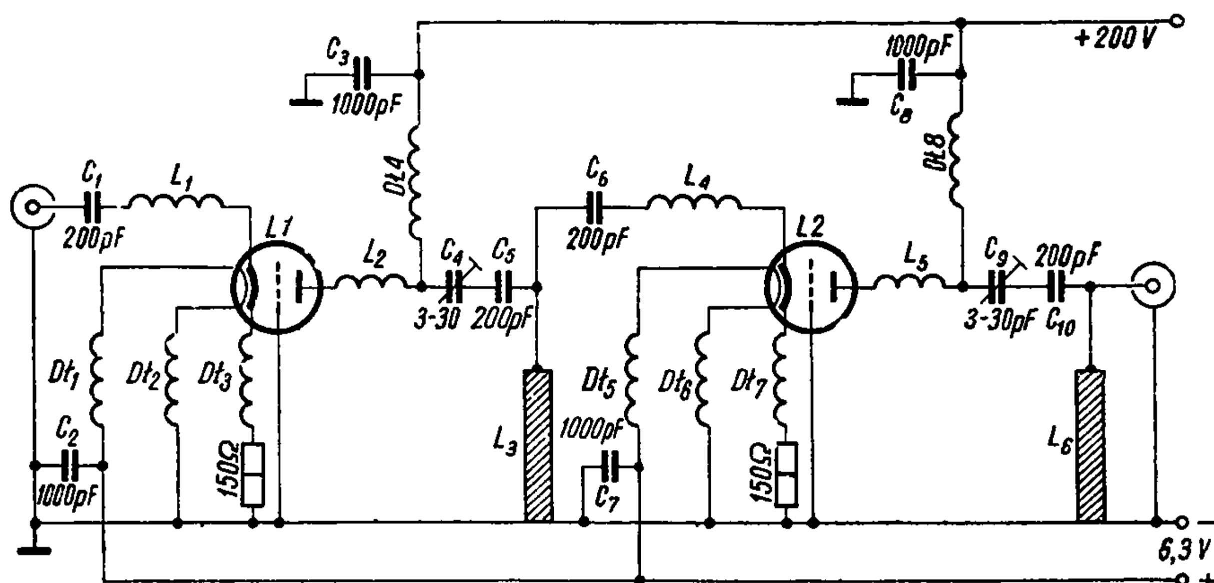
$$R_{z\,sz} \approx \frac{3}{S_a}$$

Przy zastosowaniu triody EC 92 w układzie z uziemioną siatką można osiągnąć współczynnik szumów $F=5$ oraz wzmocnienie ok. 10, przy szerokości pasma obwodu anodowego kilka MHz. Oczywiście istnieją obecnie lampy znacznie lepsze niż EC 92, co pozwala na uzyskanie współczynnika szumów ok. $F=2$ lub nawet mniejszego.

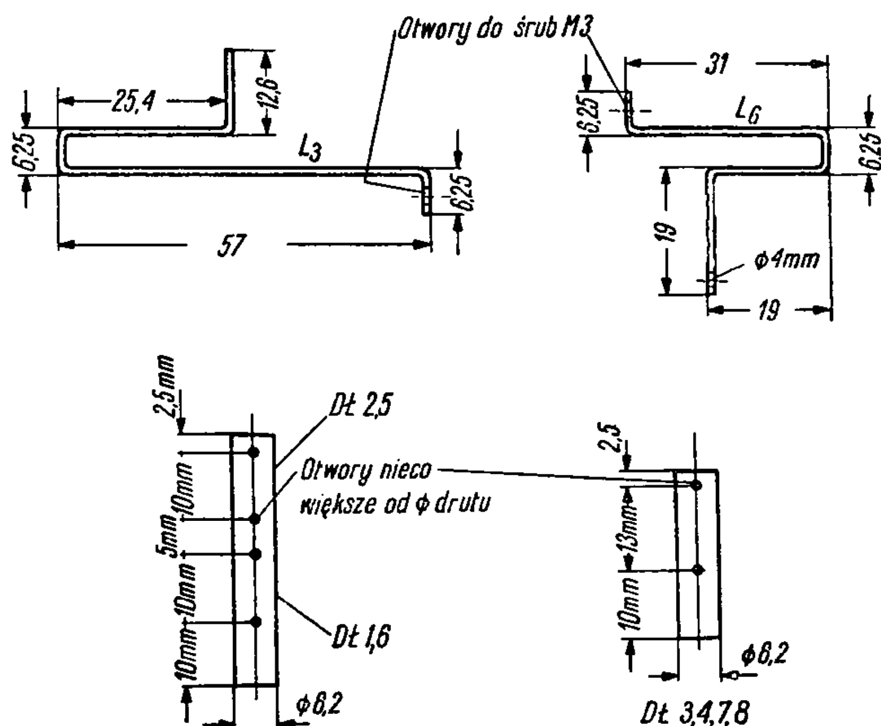
W celu uzyskania maksymalnego wzmocnienia należy stosować obwody anodowe o jak największej dobroci.

Układ dwustopniowego wzmacniacza na pasmo 144 MHz pracującego na lampach EC 91 pokazano na rys. 2-15, a sposób wykonania obwodów — na rys. 2-16.

Wzmacniacze z uziemioną siatką charakteryzują się dużą szerokopasmowością, nie wymagają więc przestrajania i dlatego bardzo często są stosowane jako przedwzmacniacze umieszczane z daleka od odbiornika (np. tuż przy antenie, na maszcie antenowym).

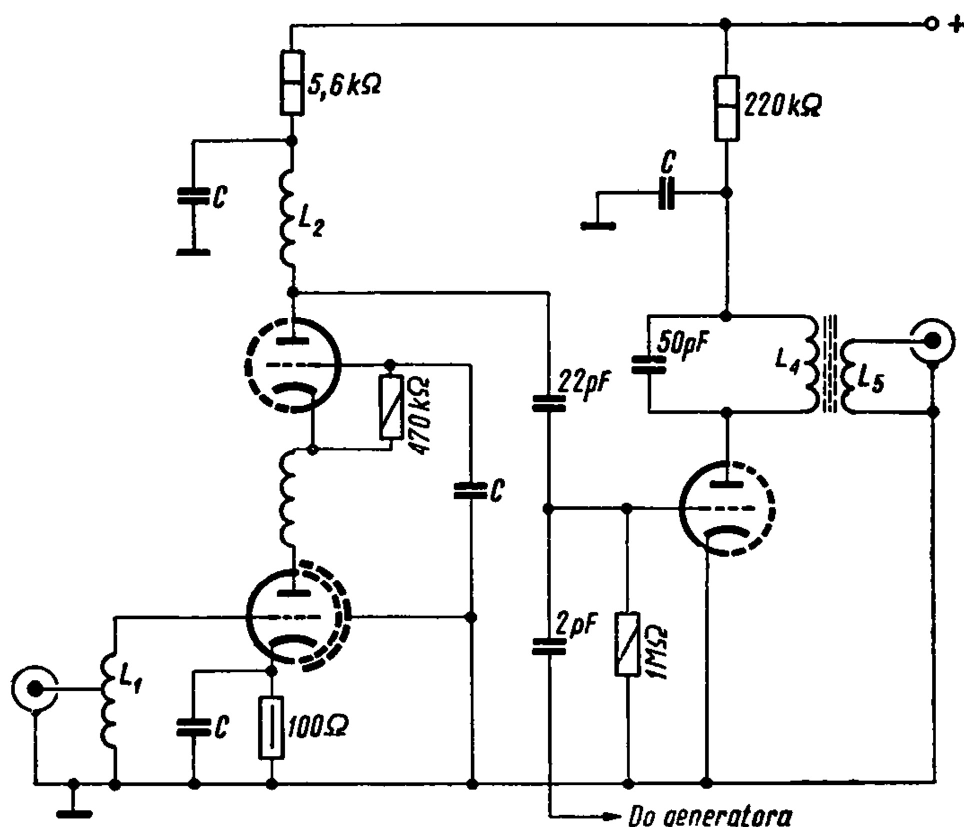


Rys. 2-15. Wzmacniacz dwustopniowy na triodach z uziemionymi siatkami $C_{1,5,6,10}$ — 200 pF ceramiczne KCR lub mikowe KSO; $C_{2,3,7,8}$ — 1000 pF ceramiczne dyskowe, $C_{4,9}$ — trymery powietrzne TP-30 3÷30 pF; L_1 — 8 zw. CuAg ⌀ 0,9, średnica zewnętrzna cewki 6 mm, odstęp między zwojami 0,9 mm; $L_{2,5}$ — 4 zw. CuAg 0,9 mm, średnica zewnętrzna cewki 6 mm, odstęp między zwojami 2 mm; L_4 — 4 zwoje CuAg 0,9 mm, średnica zewnętrzna cewki 6 mm, odstęp między zwojami 0,9 mm. Sposób wykonania $L_{3,6}$ oraz $Dł_{1,2,3,4,5,6,7,8}$ podano na rys. 2-16



Rys. 2-16. Wymiary i sposób wykonania cewki L_3, L_6 oraz korpusów do dławików. Materiał — taśma Cu grubości 1,5 mm i szerokości 6,2 mm. Korpusy dławików są wykonane z polistyrenu ⌀ 6,3 mm, $Dł_{1,2}$ oraz $Dł_{5,6}$ — żarzeniowe, nawinięte na wspólnych korpusach drutem DNE 0,5, $Dł_3$ i $Dł_7$ nawinięte na oddzielnych korpusach j.w.

Układem, który dzięki swym zaletom jest najczęściej stosowany w stopniach wzmocnienia w pasmie 144 MHz, jest kaskoda (rys. 2-17). Układ kaskodowy jest rzadziej stosowany w pasmie 420 MHz, bowiem wszystkie układy, które wymagają zewnętrznej neutralizacji (takim układem jest kaskoda), są trudne do wykonania jako układy stabilne.

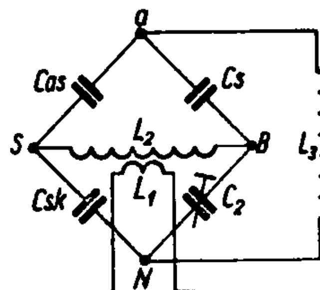


Rys. 2-17. Wzmacniacz kaskodowy z zasilaniem szeregowym wraz z mieszaczem. Wszystkie $C=1000$ pF, L_1 — 5,5 zw. z odczepem na 2,5 zw. od strony masy, L_2 — 3,5 zw., L_3 — 5÷7 zw. L_1 i L_2 nawinięte drutem ⌀ 1,2 mm na ⌀ 9 mm, L_3 — drut ⌀ 0,5 mm, średnica nawinięcia 6 mm

Podstawowymi zaletami kaskody są: duże wzmocnienie, małe szumy, stabilność i szerokopasmowość. Wzmacniacz kaskodowy składa się z dwóch triod, pierwsza pracuje w układzie z uziemioną katodą, a druga — w układzie z uziemioną siatką. Wzmacniacz kaskodowy odznacza się dzięki temu dużą opornością wejściową — właściwą układowi z uziemioną katodą. Wzmocnienie kaskody równe jest w przybliżeniu iloczynowi nachylenia pierwszej triody przez oporność obciążenia drugiej. Wzmocnienie takie jest porównywalne ze wzmocnieniem stopnia pentodowego.

Ponieważ oporność układu z uziemioną siatką jest w przybli-

żeniu równa $1/S_a$, wzmocnienie pierwszego wzmacniacza z uziemioną katodą jest w przybliżeniu równe jedności. Pomimo to wzmacniacz należy zneutralizować, aby osiągnąć dużą stabilność wzmocnienia, niezmienność parametrów wyjściowych i najmniejsze szumy własne.



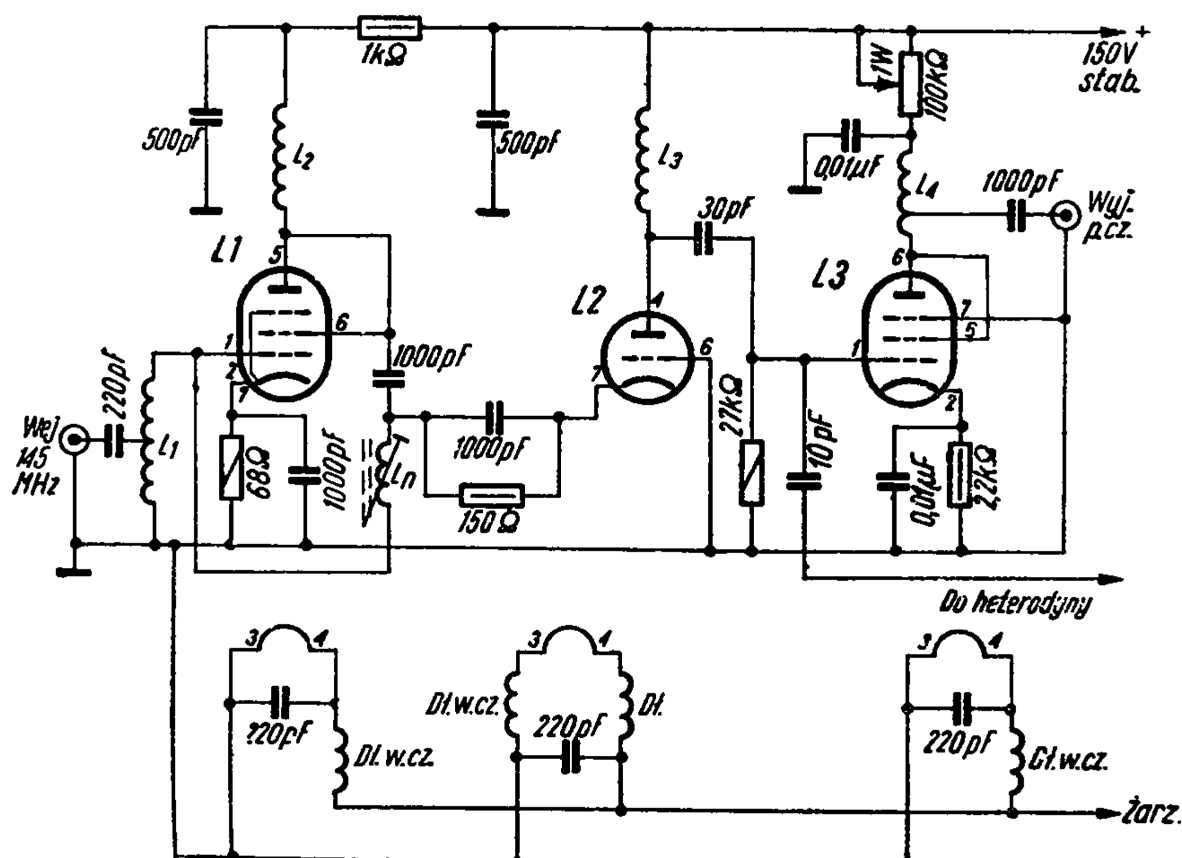
Rys. 2-18. Mostek neutralizacyjny we wzmacniaczu z uziemioną katodą

Układ mostka neutralizującego pokazano na rys. 2-18. W stanie równowagi obwód anodowy nie wpływa na obwód wejściowy L_1—L_2. Stan ten osiąga się po spełnieniu warunku

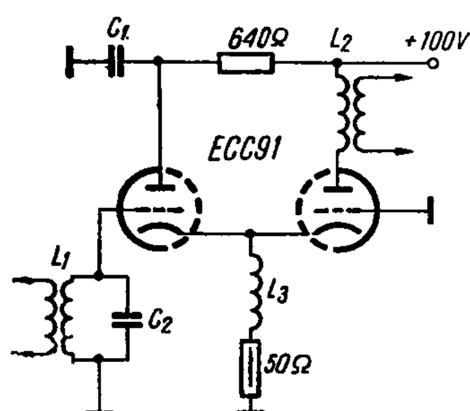
$$C_{sa} : C_{sk} = C_n : C_2$$

Do układów kaskodowych pracujących na UKF produkowane są obecnie specjalne podwójne triody, z których najlepsze są ECC 88 i ECC 84. Bardzo dobra jest lampa E 88 CC — „długowieczny" odpowiednik lampy ECC 88. Dobre wyniki można również uzyskać, stosując w układzie kaskodowym popularną lampę ECC 85. Doskonałą kaskodę, przy której znacznie łatwiej uniknąć szkodliwych sprzężeń zwrotnych, można zbudować na dwóch oddzielnych triodach, np. EC 86, EC 91, EC 95 itp. Pierwszy praktyczny układ konwertera z kaskodą zbudowany został przez Wallmana (rys. 2-19).

Ostatnim z układów stosowanych w stopniach wejściowych konwerterów UKF jest wzmacniacz sprzężony katodowo (rys. 2-20). W układzie tym pierwsza trioda pracuje jako wzmacniacz z uziemioną anodą (dla w.cz.), druga natomiast jako wzmacniacz z uziemioną siatką. Układ charakteryzuje się tym, że w obwodzie wejściowym występuje bardzo mała oporność zastępcza szumów pierwszej triody. Wzmacniacz sprzężony katodowo nie wymaga stosowania neutralizacji. Niektóre źródła („Tesla" w prospekcie lampy 6CC31—ECC 91) podają, że wzmocnienie takiego układu jest równe wzmocnieniu pentody o nachyleniu charakterystyki równym nachyleniu użytej triody z zachowaniem szumów tej ostatniej.



Rys. 2-19. Kaskoda Wallmana na pasmo 145 MHz. L_1 — 5 zw. drutu Ø 1,5 mm, średnica nawinięcia 10 mm, odczep na trzecim zwoju od strony uziemionego końca; L_2 — 4 zw. drutu Ø 1,5 mm, średnica nawinięcia 10 mm; L_3 — 3,5 zw. drutu Ø 1,5 mm, średnica nawinięcia 10 mm; L_n — 11 zw. DNE 0,45 mm zwój przy zwoju na korpusie Ø 10 mm ze rdzeniem. Dławiki w przewodach żarzenia nawinięte drutem DNE 0,35 mm na korpusie Ø 5 mm, długość drutu na jeden dławik 508 mm. Lampy *L1* i *L3* — 6AK5 (6Ж1П EF 95), *L2* — 6J4 lub $^1/_2$ ECC 91. Pontecjometr 100 kΩ 2 W w zasilaniu mieszacza (*L3*) nastawia się na najlepszy stosunek sygnału do szumu



Rys. 2-20. Wzmacniacz ze sprzężeniem katodowym

Sposoby uruchamiania (strojenia) i neutralizacji stopni wejściowych zostaną omówione przy opisach rozwiązań konstrukcyjnych konwerterów.

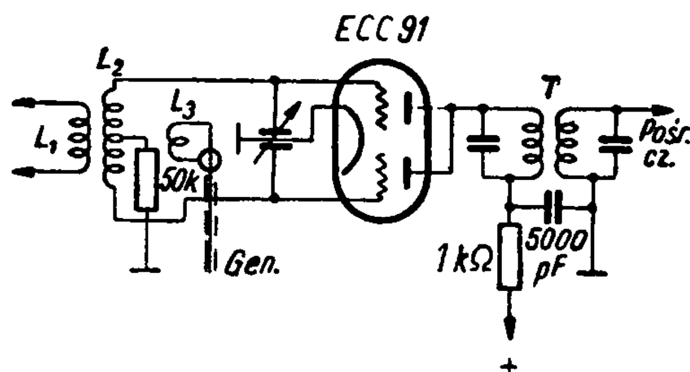
2.7.3. Stopień przemiany częstotliwości

W technice UKF nie stosuje się układów przemiany pracujących na heksodach i heptodach. Miejsce ich zajmują na falach metrowych triody, rzadziej pentody, a na falach decymetrowych diody krystaliczne lub lampowe. Obecnie istnieją również triody pracujące bardzo dobrze w układach mieszaczy na częstotliwościach przekraczających 1000 MHz.

Pentody miniaturowe o dużym nachyleniu na cokołach „noval" i „heptal" są niekiedy stosowane w stopniach przemiany odbiorników na pasmo 145 MHz. Mieszacz pentodowy powinien być w takim przypadku poprzedzony wzmacniaczem wstępnym o małych szumach własnych i dużym wzmocnieniu.

Ponieważ szum pentody mieszającej gwałtownie wzrasta wraz ze wzrostem prądu ekranu, prąd ten należy utrzymywać na możliwie najmniejszym poziomie. Oporniki w siatkach pentod mieszających osiągają wartość 150÷500 kΩ.

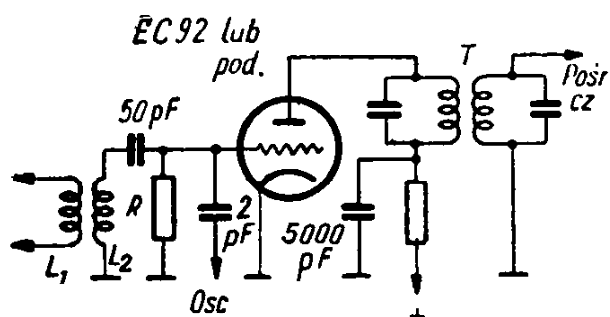
Obecnie jednak w konstrukcjach amatorskich konwerterów na pasmo 145 MHz pentody jako mieszacze są stosowane coraz rzadziej, głównie z powodu istnienia dużej ilości triod, lepszych do tego celu. Natomiast w drugim pasmie amatorskim — 432 MHz do układów przemiany stosowane są przeważnie specjalne triody, jak np. 6AM4, 6BY4, PC 86, PC 88 itp. lub diody półprzewodnikowe. Popularna podwójna trioda ECC 91 (radz. 6H15П) w układzie „push-push" (rys. 2-21) pracuje doskonale nawet na częstotli-



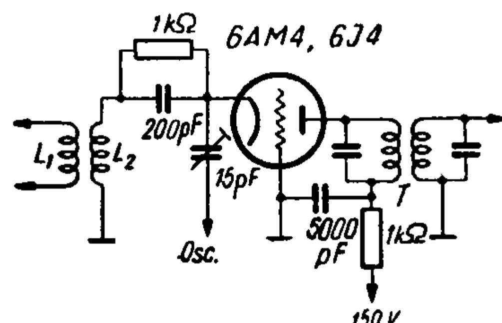
Rys. 2-21. Mieszacz w układzie „push-push"

wości 600 MHz. Powszechnie stosowanym na UKF układem przemiany jest mieszacz sumacyjny (addytywny), w którym obydwa napięcia (U_{sig} i U_{gen}) podawane są na tę samą elektrodę (rys. 2-22).

Ponieważ elektrodą tą jest najczęściej siatka, mieszacz taki nazywany jest również mieszaczem jednosiatkowym. Na większych częstotliwościach (432 MHz) stosuje się także mieszacze z uziemioną siatką (rys. 2-23), zwłaszcza przy zastosowaniu triod specjalnie przeznaczonych do takich układów, jak EC 80, 6J4 itp.

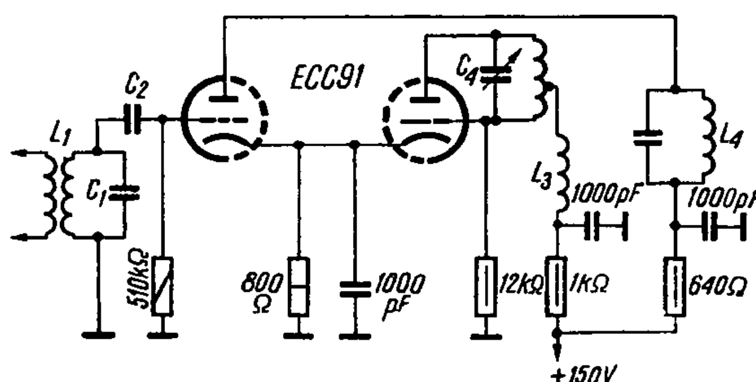


Rys. 2-22. Przykład mieszacza triodowego; *R* — 100 kΩ÷2 MΩ, zależnie od typu lampy



Rys. 2-23. Mieszacz w układzie z uziemioną siatką

Główną wadą układów przemiany sumacyjnej jest wzajemne oddziaływanie obwodów w.cz. i heterodyny. Napięcie generatora przenosi się do obwodu wejściowego i jest promieniowane przez antenę. Druga wada mieszania sumacyjnego jest spowodowana małą opornością wewnętrzną triody, która przyłączona równolegle do filtru pasmowego p.cz. wywołuje silne tłumienie.



Rys. 2-24. Przykład mieszacza sumacyjnego i generatora na lampie ECC 91 (6H15П, 6J6)

Innym układem przemiany spotykanym na UKF (145 MHz) jest układ pokazany na rys. 2-24, pracujący zazwyczaj na lampie ECC 91. Jedna trioda lampy ECC 91 pracuje jako mieszacz suma-

cyjny, natomiast druga stanowi generator pracujący w układzie Colpittsa. Na siatkę triody mieszającej doprowadza się zarówno sygnał odbierany jak i napięcie z generatora przez pojemności wewnętrzne istniejące między obu systemami elektrod. Jeżeli wymagane jest silniejsze sprzężenie, należy połączyć obie siatki pojemnością 1÷2 pF.

Wzmocnienie mieszacza jest zależne od nachylenia przemiany lampy i impedancji obwodu p.cz., znajdującego się w anodzie mieszacza.

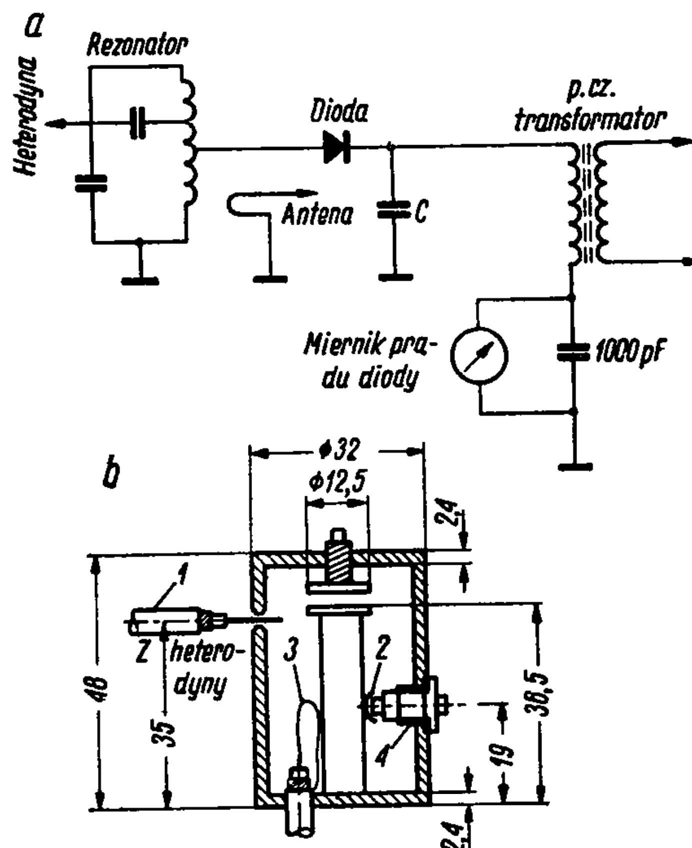
W układzie (rys. 2-23) nachylenie przemiany w dużym stopniu jest zależne od wartości napięcia podawanego z generatora. Dla takiego układu optymalna wartość U_{gen} wynosi 2,1 V. Wartość tę należy ustalić przez odpowiedni dobór pojemności sprzęgającej między siatkami triod, kierując się wartością prądu siatkowego płynącego przez opornik upływowy (0,5 MΩ) triody mieszającej. Nachylenie przemiany w tym układzie dochodzi do 1,9 mA/V. Stałe napięcie ujemne, które zapobiega uszkodzeniu lampy, uzyskuje się automatycznie na oporniku katodowym 800 Ω.

Jak już wspomniano, na wyższych zakresach UKF w stopniach przemiany stosuje się diody półprzewodnikowe. Zaletą przemiany diodowej jest między innymi fakt, że dioda wymaga do przemiany znacznie mniejszego (ok. 10-krotnie) napięcia generatora niż stopnie lampowe. Dalszą zaletą diody mieszającej w porównaniu z lampą są jej mniejsze szumy.

Główną wadą diody jako mieszacza jest brak wzmocnienia. Napięcie wyjściowe p.cz. jest mniejsze o 6÷10 dB od przyłożonego napięcia w.cz. Dlatego w obecnej dobie szybkiego postępu w konstrukcjach lamp, a w szczególności tranzystorów te ostatnie są coraz częściej stosowane w układach przemiany odbiorników UKF na pasmo 435 MHz. Natomiast w konwerterach na pasmo 23 cm (1250 MHz) w układach przemiany stosuje się prawie wyłącznie diody. Układ mieszacza diodowego wraz z wymiarami rezonatora na 1250 MHz pokazano na rys. 2-25.

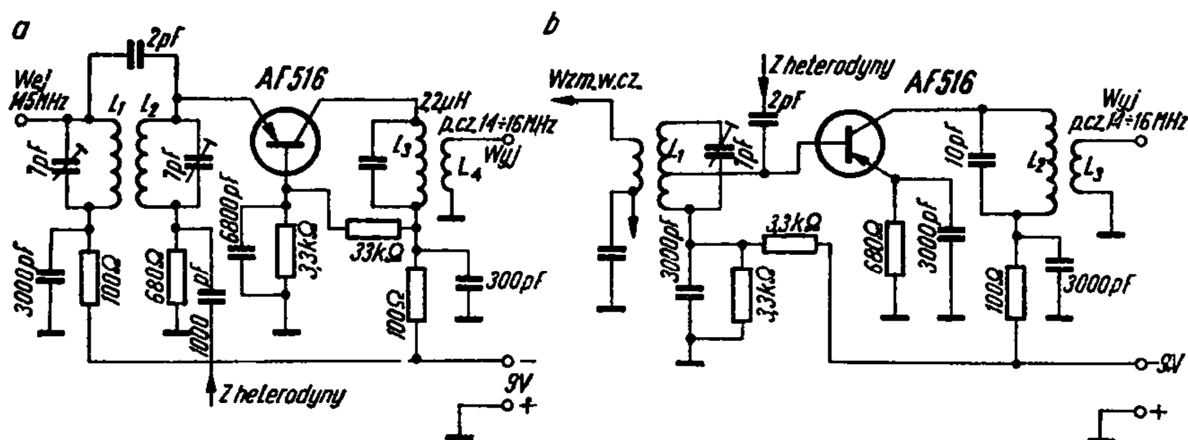
W pasmach 145 i 435 MHz szeroko stosuje się mieszacze sumacyjne na tranzystorach, zarówno bipolarnych jak i — szczególnie ostatnio — unipolarnych (polowych — FET). Układ mieszacza na tranzystorze bipolarnym pokazano na rys. 2-26a. Układ ten pracuje z uziemioną bazą z wprowadzaniem sygnału heterodyny do

obwodu emitera. Na wejściu mieszacza zastosowano filtr pasmowy, zapewniający dobrą selektywność i tłumienie sygnałów niepożądanych. Napięcie heterodyny powinno być pobierane z punktu o małej impedancji.



Rys. 2-25. Mieszacz diodowy na 1295 MHz

a — schemat układu, b — wymiary rezonatora współosiowego; 1 — sonda pojemnościowa, 2 — gniazdko, sprężynujące, 3 — pętla sprzęgająca wykonana ze środkowej żyły kabla dł. 9,5 mm, szer. 4,5 mm, 4 — podkładka izolacyjna (tulejka) z miki lub teflonu, tworząca pojemność C



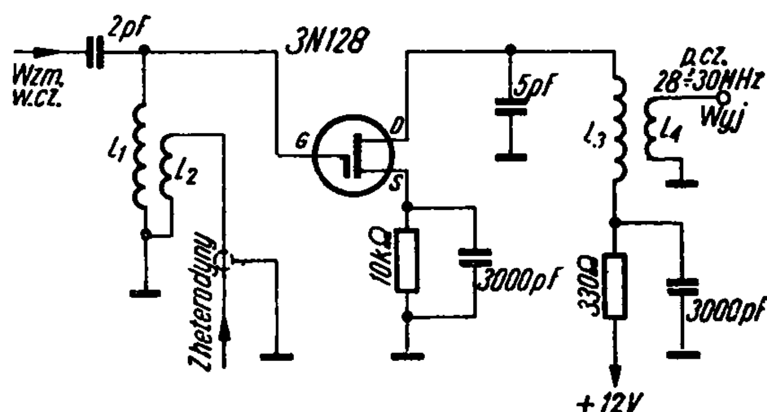
Rys. 2-26. Mieszacze na tranzystorach bipolarnych

a — układ z uziemioną bazą, b — układ z uziemionym emiterem

Na rysunku 2-26b przedstawiono analogiczny układ mieszacza, lecz w układzie ze wspólnym emiterem, co dla tych samych częstotliwości wymaga jednak tranzystora o znacznie wyższej f_T. W układzie z rys. 2-26a przy częstotliwości 144 MHz może pracować np. tranzystor AF 516, dający jednak duży poziom szumów, co wymaga zastosowania przed nim mało szumiącego wzmacniacza w.cz. Współczynnik szumów tranzystora AF 516 wynosi ok. 5,5 dB na częstotliwości 200 MHz przy prądzie emitera 1 mA i $U_{CB} = -12$ V, a jego wzmocnienie mocy jest wtedy większe od 14 dB.

W takich samych układach mieszaczy pracujących w pasmie 145 MHz (70 cm) należy stosować tranzystory lepsze niż AF 516, jak np. spotykany na naszym rynku AF 139.

Nachylenie przemiany przeciętnego nowoczesnego tranzystora w.cz. jest rzędu 10 mA/V, a więc jest bardzo dobre w porównaniu z lampami. Analogiczne własności szumowe są znacznie lepsze niż własności przeciętnych lamp.



Rys. 2-27. Mieszacz na tranzystorze polowym (FET)

Na rysunku 2-27 przedstawiono mieszacz na tranzystorze polowym z izolowaną bramką, już standardowy w krajach o wysokim poziomie techniki elektronicznej. Nowoczesne tranzystory polowe mają rewelacyjne własności — istnieją już typy o współczynniku szumów rzędu 0,5 dB na 200 MHz, przy wzmocnieniu mocy do 20 dB. Wykonanie konwertera o współczynniku szumów wynoszącym 1,5 dB nie przedstawia żadnych trudności przy ich stosowaniu.

Przykładowe dane elementów mieszaczy z rys. 2-26 i 2-27 są następujące:

Układ z rys. 2-26a

$L_1 = L_2$ — 4 zwoje CuAg nawinięte na średnicy 8 mm, długość uzwojenia 12 mm. Odległość cewek dobiera się tak, aby uzyskać pasmo przenoszenia 2 MHz w pasmie 145 MHz,

L_3 — dla p.cz. 14÷16 MHz 7 μH ze rdzeniem,

L_4 — 5 zwojów DNE 0,2 mm, obok „zimnego” końca L_3.

Układ z rys. 2-26b

L_1 — jak w układzie a), L_2 — jak L_3 w układzie a),

L_3 — jak L_4 w układzie a).

Układ z rys. 2-27:

L_1 — jak L_1 w układzie z rys. 2-26a,

L_2 — 2 zwoje drut CuAg przy „zimnym” końcu L_1,

L_3 — 2,2 μH z rdzeniem dla p.cz. 28÷30 MHz,

L_4 — 3 zwoje DNE 0,2 mm przy „zimnym” końcu L_3.

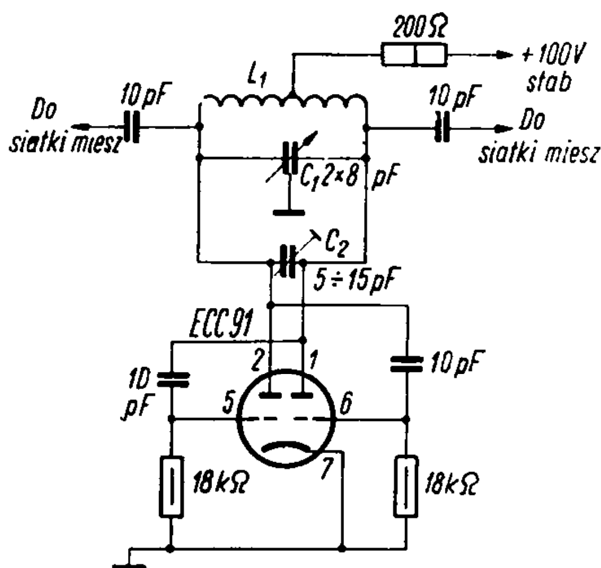
2.7.4. Generatory w konwerterach UKF

Generator jest — obok wzmacniacza wstępnego — zasadniczym stopniem odbiornika UKF. Stabilność generatora wyznacza granicę dopuszczalnej selektywności układu oraz decyduje o możliwości odbioru telegrafii niemodulowanej (A1) czy też sygnałów SSB. W praktyce jest możliwe skonstruowanie generatora pracującego na częstotliwościach 120÷140 MHz ze stabilizacją elektryczną na obwodach koncentrycznych, który mało będzie ustępował kwarcowemu. Jednak dla uproszczenia układu stosuje się prawie zawsze generatory ze stabilizacją kwarcową.

W prostych konwerterach UKF na pasmo 2 m, służących do odbioru stacji fonicznych można stosować generatory ze stabilizacją elektryczną według układu pokazanego na rys. 2-28. Generator pracuje w układzie przeciwsobnym (push-pull) na lampie ECC 91 (6J6) i częstotliwość jego drgań wynosi 120 MHz. Kondensator C_1 o pojemności 2×8 pF, tzw. „split-stator”, służy do dokładnego ustalenia częstotliwości. Cewka L_1 ma dwa zwoje z drutu miedzianego srebrzonego o średnicy 1,6 mm, średnica nawinięcia cewki 8 mm. Cewka powinna być przylutowana bez-

pośrednio do końcówek kondensatora C_1 i jak najkrótszymi przewodami (może być taśma miedziana-srebrzona) połączona z anodami lampy.

Warunkiem dobrej stabilności takiego generatora jest zasilanie go stabilizowanym napięciem anodowym i dobre ekranowanie zarówno obwodu C_1L_1, jak i samej lampy. Generator ten przeznaczony jest do współpracy z mieszaczem w układzie przeciwsobnym.



Rys. 2-28. Generator w układzie przeciwsobnym

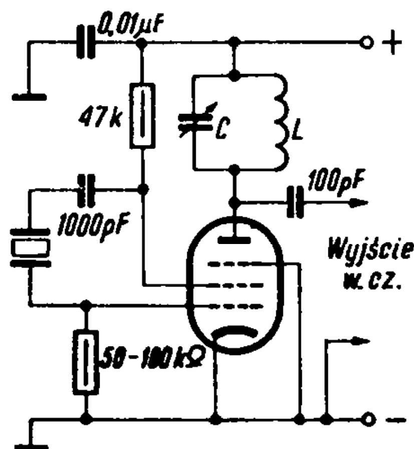
Inne generatory przestrajane omówione będą w dalszej części przy rozpatrywaniu praktycznych układów konwerterów na pasmo 2 m.

Ponieważ kryształy kwarcu oscylują na częstotliwości rzędu 100 MHz są praktycznie nieosiągalne, stosuje się powielanie częstotliwości. Występuje tutaj pewne niebezpieczeństwo, na które należy zwrócić baczną uwagę, a mianowicie przedostawanie się do mieszacza, toru w.cz. lub p.cz. niepożądanych częstotliwości harmonicznych kwarcu. Powoduje to wzrost szumów i pojawienie się szkodliwych sygnałów, będących produktem przemiany różnych częstotliwości przypadkowych z częstotliwością podstawową i kolejnymi harmonicznymi generatora. Z tych powodów należy wybierać kwarce o częstotliwościach możliwie najwyższych, a stosowane obwody powinny mieć dużą dobroć. Bardzo ważne jest również wzajemne odizolowanie elektryczne generatora i całego toru powielaczy od toru w.cz. Najlepsze wyniki osiąga się budując generator w oddzielnym, dobrze zaekranowanym pudełku. Wyjście generatora powinno być zakończone gniazdem koncentrycznym i następnie kablem połączone z mieszaczem.

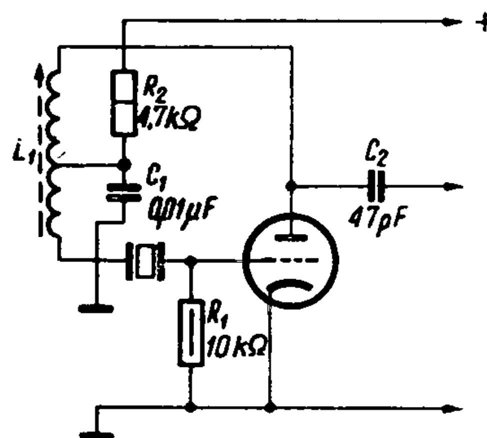
W układach generatorów pracujących w konwerterach istnieje duża różnorodność stosowanych rozwiązań. Ze względów ekonomicznych oraz ze względu na trudności związane z ubocznymi produktami przemiany należy konstruować generatory UKF o możli-

wie najmniejszej liczbie stopni (powielaczy), a zatem w odpowiednich układach uzyskiwać już w samym generatorze trzecią lub czwartą harmoniczną.

Jednym z częściej stosowanych układów generatorów jest układ Pierce'a-Colpittsa, ze sprzężeniem elektronowym (rys. 2-29). Ekran



Rys. 2-29 Generator Pierce'a — Colpittsa w układzie ze sprzężeniem elektronowym



Rys. 2-30. Generator overtonowy Squiera na lampie EC 92

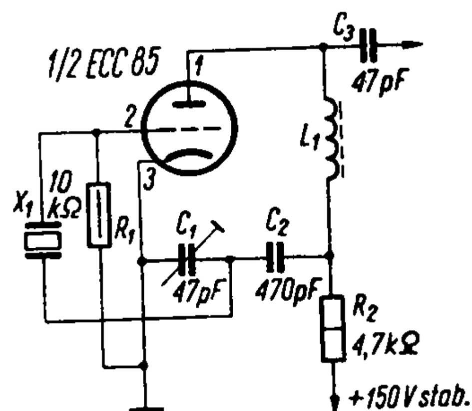
lampy spełnia tu rolę anody części generacyjnej i sprzężenie elektronowe (przez strumień elektronów) następuje przez uziemioną siatkę trzecią, do właściwej anody. W układzie tym można otrzymać „dalekie" harmoniczne kwarcu (nawet siódmą) przez odpowiednie dostrojenie obwodu anodowego. Należy zwrócić uwagę, że dostrojenie obwodu anodowego do częstotliwości kwarcu spowoduje wzrost prądu płynącego przez kwarc i może doprowadzić do jego uszkodzenia.

W ostatnich latach coraz większe zastosowanie znajdują generatory overtonowe. Pracują one na zasadzie grubościowych drgań ścinających i tylko na częstotliwościach rzędu nieparzystego, a więc 3, 5, 7 itd. Do układów tych produkowane są specjalne kwarce. W generatorach overtonowych kwarc wzbudza się na częstotliwości nie będącej dokładną harmoniczną częstotliwości podstawowej. Do drgań w takich układach są zdolne również wszystkie kwarce cięcia AT i BT, a więc prawie wszystkie u nas spotykane płytki kwarcowe na częstotliwości ponad 6 MHz.

Jednym z najbardziej znanych układów generatora overtonowego jest układ Squiera (rys. 2-30). Sprzężenie zwrotne reguluje się odczepem na cewce. Należy zauważyć, że przesunięcie odczepu

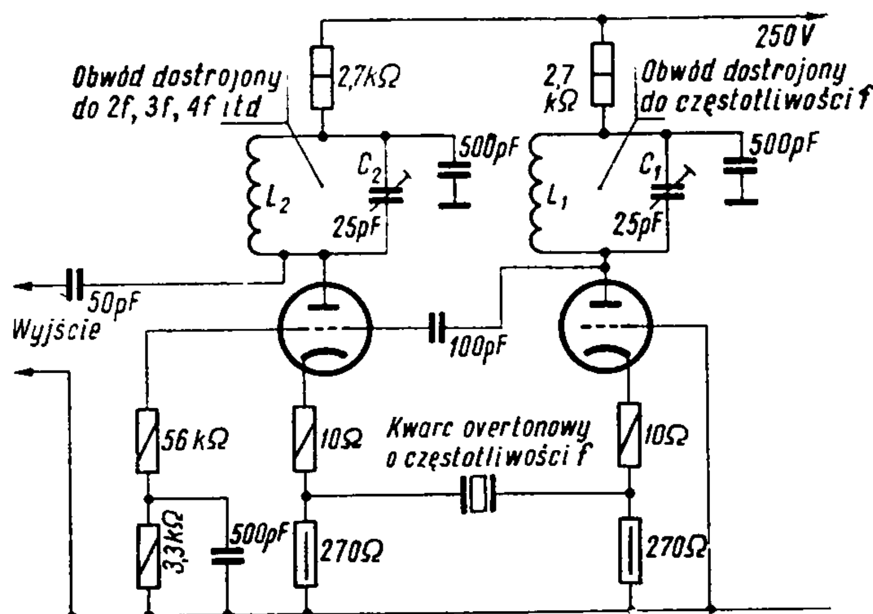
wpływa równocześnie na częstotliwość obwodu anodowego, który trzeba dostrajać po każdej zmianie.

Układem równie dobrym, lecz mniej znanym jest generator overtonowy Dollara (rys. 2-31). W układzie tym sprzężenie zwrotne jest regulowanie kondensatorami C_1 i C_2. Zmniejszając pojemność C_1 zwiększa się sprzężenie zwrotne. Przez zmianę indukcyjności cewki L_1 dostraja się obwód do rezonansu na częstotliwości overtonowej kwarcu.



Rys. 2-31. Generator overtonowy Dollara

Inny układ generatora overtonowego, tzw. układ Butlera (rys. 2-32), pracuje na podwójnej triodzie (ECC 85, ECC 81 itp.). Jedna sekcja triody pracuje jako wzmacniacz z uziemioną siatką, a druga spełnia rolę wtórnika katodowego. Obwód anodowy wzmacniacza (L_1, C_2) jest dostrojony do częstotliwości overtonowej kwarcu. Obwód anodowy wtórnika (L_2, C_2) dostraja się zazwyczaj do częstotliwości harmonicznej



Rys. 2-32. Zmodyfikowany generator overtonowy Butlera

overtonu. Może to być nawet piąta harmoniczna. Jeżeli na wyjściu jest potrzebne tylko napięcie o częstotliwości overtonu, obwód L_2, C_2 można pominąć. W takim przypadku należy anodę

wtórnika uziemić dla w.cz., a napięcie pobierać przez sprzężenie indukcyjne z obwodu L_I, C_I. W obu obwodach zaleca się używanie cewek o małej dobroci, nawiniętych na korpusach polistyrenowych i strojonych rdzeniami.

Oporniki w obwodach katodowych tworzą linię transmisyjną i powinny być dokładnie dobrane w celu otrzymania najmniejszych strat. Dobór oporników zaleca się przeprowadzać doświadczalnie dla otrzymania ich optymalnej wartości, pamiętając, że ze wzrostem oporności moc w.cz. wzrasta, lecz stabilność maleje. Najlepiej wybrać wartość oporności kompromisową między stabilnością a napięciem wyjściowym.

2.7.5. Wzmacniacze pośredniej częstotliwości

Jak już wspomniano we wstępie, na UKF nie używa się całych superheterodyn, lecz konwertery dołączane do odbiorników komunikacyjnych KF. Stąd uwagi dotyczące wzmacniaczy pośredniej częstotliwości odnoszą się również do rx-ów krótkofalowych.

Mierząc generatorem szumów współczynnik szumów odbiornika, stwierdza się, że jest on zależny od szerokości pasma przenoszenia odbiornika. Dzieje się tak dlatego, że szumy nie mają określonej częstotliwości (są aperiodyczne) i wypełniają całą wstęgę przenoszoną przez odbiornik. Im szersza jest ta wstęga, tym więcej szumów wystąpi na wyjściu i tym większa będzie ich amplituda w stosunku do amplitudy sygnału.

Dla odbiornika sygnału o określonej szerokości wstęgi optymalny stosunek sygnału do szumu otrzymuje się wtedy, gdy szerokość pasma wzmacniacza p.cz. jest ledwie wystarczająca do „zmieszczenia" sygnału. Każde zwiększenie szerokości pasma powoduje zwiększenie szumu. Stosunek sygnału do szumu w odbiorniku zależy od mocy na jednostkę szerokości pasma sygnału nadawanego. Dla lepszego zilustrowania tego załóżmy, że odbiornik wytwarza 1 μV szumu na każde 10 kHz szerokości pasma i że nadajnik AM promieniuje sygnał o szerokości pasma 10 kHz, dając 10 μV szumu na wejściu odbiornika. Stosunek sygnału do szumu jest więc w tym przypadku równy 10. Zakładając że odbiornik ma pasmo przenoszenia 10 kHz, to jeżeli szerokość pasma

nadawanego zredukuje się do 5 kHz, a moc wypromieniowana pozostanie ta sama, na wyjściu rx-a będzie w dalszym ciągu napięcie 10 μV. Jeżeli szerokość pasma rx-a również zmniejszyć do 5 kHz, to będzie on odbierać tylko 0,5 μV szumu, wobec czego stosunek sygnału do szumu wzrośnie do 20.

Niestabilne nadawanie, wymagające szerokiego pasma w odbiorniku, pogarsza stosunek sygnału do szumu, jasno więc widać korzyści z używania stabilnych Tx-ów, a co za tym idzie — odbiorników z możliwie najwęższym pasmem przenoszenia.

2.8. Układy konwerterów UKF

2.8.1. Zagadnienia ogólne z dziedziny konstrukcji UKF

Technika montażu i konstrukcji układów UKF znacznie odbiega od zasad obowiązujących przy konstruowaniu sprzętu na fale krótkie. Jeżeli w zakresie do 30 MHz jest dopuszczalna pewna dowolność rozwiązań konstrukcyjnych, to na falach ultrakrótkich należy ściśle przestrzegać obowiązujących przepisów. Dotyczy to szczególnie urządzeń odbiorczych (konwerterów).

Należy przyjąć zasadę, że podstawowymi materiałami, z których wykonuje się urządzenia UKF, są: ceramika (podstawki lampowe, wsporniki montażowe, gniazda i wtyki kabli koncentrycznych, itp.), gruby drut miedziany srebrzony (wykonywanie montażu, nawijanie cewek itp.), blacha miedziana srebrzona (chassis konwerterów, przegródki, ekrany, itp.) oraz taśma miedziana srebrzona używana głównie do montażu. Kondensatory stosowane na UKF oraz oporniki omówiono w punkcie 2.5.2.

Montaż urządzenia przeznaczonego do pracy w zakresie ultrakrótkofalowym powinien być krótki, zwarty i czysty. Należy do minimum ograniczyć stosowanie przewodów połączeniowych, a w koniecznych przypadkach stosować grube druty srebrzone lub taśmy miedziane. Niedopuszczalne jest stosowanie wszelkiego rodzaju „drabinek” i płytek montażowych, na których mocuje się elementy *RC*, łączone następnie przewodami z podstawkami lamp czy końcówkami obwodów w.cz. Wszelkie prowadzenie przewodów montażowych „pod kątem”, czy splatanie w wiązki jest

wprawdzie estetyczne, lecz nie może być stosowane w montażu wzmacniaczy pracujących na falach ultrakrótkich. Jest również rzeczą oczywistą, że stosowanie wszelkiego rodzaju kondensatorów papierowych, olejowych itp. nie może występować w konstrukcjach UKF. Trzeba również wiedzieć, że kondensatorów dyskowych („lizaczków") nie można używać jako sprzęgających bądź też w obwodach rezonansowych, ponieważ mają one małą dobroć na skutek zastosowanego w nich dielektryku (tytanian baru). Stosuje się je wyłącznie tam, gdzie jeden koniec kondensatora jest połączony do masy.

Urządzenia UKF można montować na chassis aluminiowym lub miedzianym. Najlepsze do urządzeń UKF, szczególnie na pasmo 432 MHz, jest chassis miedziane posrebrzone. Chassis najlepiej wykonywać w kształcie prostopadłościanu, poprzedzielanego przegródkami metalowymi (najlepiej blacha miedziana srebrzona), ekranującymi poszczególne stopnie. Przegródki ekranujące powinny przebiegać w poprzek podstawek lampowych i oddzielać wyjście każdego stopnia od jego wejścia. Przewody uziemiające każdego stopnia powinny zbiegać się w jednym miejscu. Przy lampach o podwójnych wyprowadzeniach katody (ECC 84, EC 91 itd.) uziemienia wejścia powinny być połączone z jednym wyprowadzeniem, a uziemienia wyjścia — z drugim (patrz rys. 2-1). Przewody zasilające obwody żarzenia i anody lamp nie powinny być prowadzone wewnątrz pudełka, od podstawki do podstawki i z jednej przegródki do drugiej; powinny być natomiast wyprowadzone z każdej przegródki na zewnątrz chassis przez odsprzęgające kondensatory przepustowe. Między kondensatorami (ponad chassis) powinny być włączone dławiki lub oporniki odsprzęgające. Taki sposób montażu zabezpiecza przed przedostawaniem się niepożądanych sygnałów oraz praktycznie eliminuje możliwość szkodliwych sprzężeń przez obwody zasilania. Jest to szczególnie ważne w konwertorach, gdzie mimo najlepszego zaekranowania odbiornika, z którym współpracuje konwerter, sygnały krótkofalowe o częstotliwości pośredniej (wyjściowej konwertera) dostają się przez obwody zasilania konwertera na wejście odbiornika, gdzie są wzmacniane. Jest to bardzo nieprzyjemne zjawisko utrudniające pracę na UKF i niekiedy może wprowadzić w błąd, gdy okaże

się, że sygnał słyszany na wyjściu odbiornika jest sygnałem krótkofalowym, a nie ultrakrótkofalowym.

Przy montowaniu urządzeń UKF bardzo ważna jest czystość montażu. Po wykonaniu wszystkich lutowań należy cały układ przemyć spirytusem lub denaturatem za pomocą miękkiego pędzelka, zwracając szczególną uwagę na miejsca, gdzie są widoczne resztki kalafonii i innych zanieczyszczeń.

Każdy układ UKF, wykonany z najlepszych części i z zastosowaniem najlepszych lamp, może nie spełnić założonych wymagań, a nawet nie da się uruchomić z powodu niewłaściwego montażu, złych lutowań i brudnych styków czy gniazd.

2.8.2. Wybór koncepcji układu odbiornika UKF

2.8.2.1. Wybór częstotliwości pośredniej konwertera

Dla spełnienia wszystkich wymagań stawianych odbiornikowi UKF można wykonać cały odbiornik, specjalnie na potrzebne pasmo 144÷146 MHz czy nawet na pasmo 435 MHz. Jest to jednak zupełnie niecelowe i — jak już wspomniano — normalnie przyjętą praktyką jest stosowanie konwertera w połączeniu z normalnym stacyjnym odbiornikiem krótkofalowym. W takim układzie otrzymuje się w wyniku superheterodynę z podwójną lub potrójną przemianą częstotliwości, przy czym w konwerterze uzyskuje się wzmocnienie wstępne i przemianę sygnału ultrakrótkofalowego na krótkofalowy, a w odbiorniku krótkofalowym pożądaną selektywność. Stabilizacja kwarcowa generatora (heterodyny) w konwerterze pozwala na odczyt częstotliwości wprost ze skali odbiornika krótkofalowego, oczywiście po dodaniu lub odjęciu wyjściowej częstotliwości heterodyny konwertera.

Zakładając, że odbiornik krótkofalowy odpowiada normalnym standardom komunikacji krótkofalowej pod względem stabilności, selektywności i możliwości odbioru A1, jakość zestawu odbiorczego zależy już wyłącznie od konwertera, a więc przede wszystkim: liczby szumowej, stabilności heterodyny oraz tłumienia sygnałów niepożądanych. Ważne jest dokładne ekranowanie odbiornika KF, filtracja przewodów zasilających dla w.cz. oraz wybór pośredniej częstotliwości konwertera. Nad zagadnieniem wyboru częstotliwości pośredniej należy zatrzymać się nieco dłużej.

Częstotliwość pośrednia, na której po zmieszaniu uzyskuje się przestrajanie pasma UKF, jest zazwyczaj uwarunkowana przede wszystkim typem odbiornika KF, jaki krótkofalowiec posiada. Częstotliwość ta zależy również od kwarcu, jaki będzie zastosowany w generatorze i po powieleniu da częstotliwość wyjściową, która będzie mieszana z sygnałem wejściowym.

Nie zawsze można w tym przypadku dokonać optymalnego wyboru z punktu widzenia najkorzystniejszych efektów końcowych. Najbardziej rozpowszechnione odbiorniki demobilowe (RSI6, RSI4, RBM1, E10aK, US-P itp.) skłaniają do konstruowania konwerterów o częstotliwości pośredniej w zakresie 4÷6 MHz. Zakres ten jest jednak za niski na pierwszą p.cz. dla pasma 145 MHz, a tym bardziej dla pasma 435 MHz.

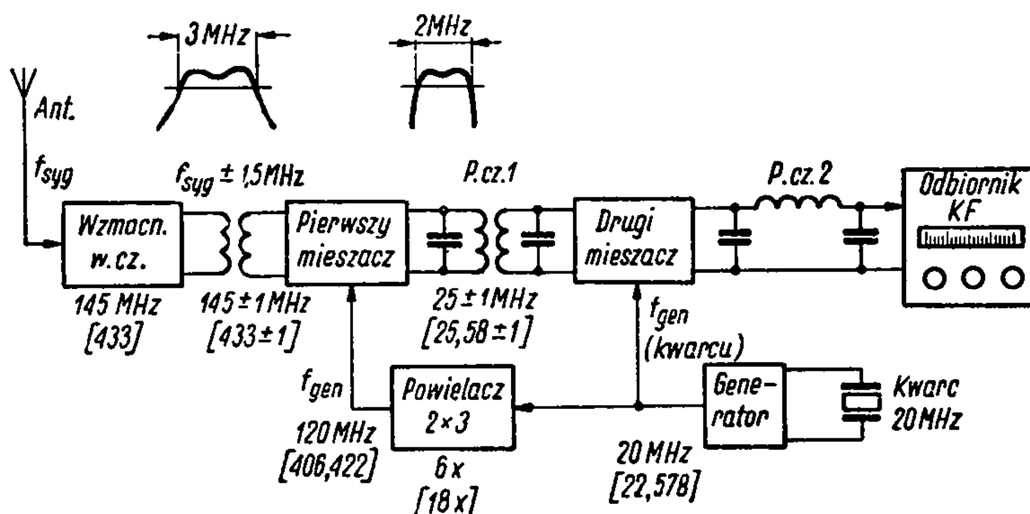
Z powodu małej selektywności wzmacniacza w.cz. w konwerterze (zazwyczaj kaskoda) przy tak małej częstotliwości pośredniej może dochodzić do pogorszenia rzeczywistej czułości odbiornika, głównie z powodu przenikania zakłóceń i szumu z kanałów zwierciadlanych, które znajdują się w danym przypadku tylko o 8÷12 MHz poniżej sygnału odbieranego. Trzeba wiedzieć, że pasmo 2 m jest wykorzystywane przez inne służby i w zakresie 100÷150 MHz pracują setki stacji (przeważnie lotniczych), niekiedy bardzo dużą mocą z emisjami A1, A3, F1, F3 itp.

Istnieją wprawdzie sposoby pozwalające uzyskać większą selektywność wzmacniacza w.cz., np. przez zastosowanie strojonego obwodu wejściowego lub przestrajanego filtru pasmowego między kaskodą a mieszaczem. Najlepszym jednak rozwiązaniem jest wybranie większej częstotliwości pośredniej. Wybór częstotliwości pośredniej leżącej w paśmie radiofonicznym jest również niewskazany z powodu niebezpieczeństwa przenikania silnych stacji profesjonalnych bezpośrednio na wejście odbiornika krótkofalowego.

W przypadku doskonale ekranowanego odbiornika komunikacyjnego można umieścić częstotliwość pośrednią konwertera na pasmo 2 m, w zakresach: 7÷9 MHz, 10÷12 MHz lub 14÷16 MHz, gdzie pracujące stacje KF nie używają tak dużych mocy. Ale i w takim przypadku istnieje niebezpieczeństwo zakłóceń. Z wyżej wymienionych powodów jako optymalne częstotliwości pośrednie dla pasm 145÷1250 MHz, przyjmuje się częstotliwości leżące w zakresie 25÷40 MHz. Częstotliwość w tym zakresie jest

już dostatecznie duża, aby z pojedynczymi obwodami strojonymi we wzmacniaczu w.cz. konwertera uzyskać dobre tłumienie częstotliwości lustrzanych. Stosowanie częstotliwości pośrednich jeszcze większych (ponad 40 MHz) jest również możliwe, lecz niecelowe, gdyż nie wykazują żadnych zalet w porównaniu z poprzednimi (25÷40 MHz). Wręcz odwrotnie, zaczynają występować zjawiska typowe dla zakresu UKF, jak szumy własne, niestabilność heterodyny itp., co w niektórych przypadkach może znacznie pogorszyć dobrą liczbę szumową osiągniętą w konwerterze.

Najlepszym rozwiązaniem problemu, jaki stanowi wybór odpowiedniej częstotliwości pośredniej, jest układ odbiornika UKF pokazany na rys. 2-33. Jest to konwerter z podwójną przemianą,



Rys. 2-33. Schemat blokowy odbiornika UKF

w którym pierwsza częstotliwość pośrednia jest stała (niestrojona) i leży w zalecanym zakresie 25÷40 MHz, a druga częstotliwość pośrednia leży w pasmie 3÷6 MHz, na które najłatwiej znaleźć w miarę dobry odbiornik. Ponadto w tak niskim zakresie uzyskuje się dobre rozciągnięcie pasma 2 m i dokładny odczyt częstotliwości ze skali odbiornika KF.

Jedną z zalet przedstawionego rozwiązania jest również to, że dla podwójnej przemiany w konwerterze użyty jest ten sam kwarc i generator. Wybór kwarcu jest poniekąd ograniczony, ponieważ musi wystąpić żądana druga p.cz. taka, aby jej zakres mieścił się w całkowitych jednostkach, tzn. 3÷5 MHz, 4÷6 MHz, 5÷7 MHz itp., co umożliwi dokładny odczyt częstotliwości UKF ze skali od-

biornika KF. Wartość pierwszej p.cz. może być nie w całkowitych jednostkach, jednak taka, aby po zmieszaniu z kwarcem dawała na wyjściu drugą p.cz. zawierającą się w jednostkach całkowitych. Są tutaj duże możliwości zastosowania takich kwarców, które pozornie do żadnego konwertera się nie nadają. Trzeba tylko trochę policzyć, biorąc za przykład schemat blokowy z rys. 2-33. W takim rozwiązaniu potrzebny jest jeden system lampowy (połówka podwójnej triody) więcej niż w klasycznych układach konwerterów (drugi mieszacz).

Przedstawione na rys. 2-33 rozwiązanie jest szczególnie godne polecenia dla pasma 435 MHz, gdzie obecnie używa się nadajników wyłącznie kwarcowych, o określonej częstotliwości wyjściowej, którą można odczytać na skali odbiornika KF 4÷6 MHz normalnie nieprzydatnego do konwertera na to pasmo.

2.8.2.2. Obliczanie kwarcu do heterodyny konwertera

Dalszym problemem, który należy rozwiązać przed przystąpieniem do budowy konwertera, jest wybór odpowiedniego kwarcu i układu generatora, w którym po powieleniu otrzyma się właściwą częstotliwość. Obowiązują tutaj pewne zasady, których należy przestrzegać:

1. Najlepsze są takie częstotliwości kwarcu, z których dostaje się żądaną częstotliwość wyjściową dogodnym rozłożeniem krotności powielania, tj. 2×, 3×; mniej dogodne są powielania 4× lub 5×. Całkowita liczba powieleń (krotność powielania) powinna wynosić 6, 8, 12, 16, 18, 24 lub 54.

2. Końcowa częstotliwość heterodyny powinna być zawsze mniejsza od częstotliwości sygnału odbieranego ($f_{gen} < f_{syg}$). Spełnienie tego warunku pozwoli na uzyskanie strojenia zgodnego (postępowego) ze skalą odbiornika KF, tzn. częstotliwość 144 MHz odbiera się np. na 4 MHz, 145 na 5 MHz itd. Mniejszą częstotliwość osiąga się mniejszą krotnością powielania, co ma również duże znaczenie, bowiem mniejsza częstotliwość gwarantuje większą stabilność.

3. Częstotliwość podstawowa kwarcu przeznaczonego do heterodyny powinna być jak największa. Otrzymuje się wtedy małą ilość powielań i — co jest z tym związane — unika się powstawa-

nia różnych częstotliwości, które mogą dostawać się do mieszacza, tworząc całą gamę tzw. ubocznych produktów przemiany mogących znajdować się w granicach częstotliwości pośredniej.

4. Jeżeli od konwertera wymaga się szczególnie dużej stabilności (QSO MS lub EME), w generatorach należy stosować kwarc o małych częstotliwościach podstawowych (2÷4 MHz), ponieważ ich dobroć jest większa niż dobroć kwarców o częstotliwościach 10÷30 MHz, a zatem uzyskuje się lepszą stabilność heterodyny.

Chcąc obliczyć częstotliwość kwarcu do konwertera (wg rys. 2-33), który będzie współpracował z posiadanym odbiornikiem krótkofalowym, można posłużyć się następującym wzorem:

$$f_x = \frac{f_{syg} - f_{p.cz.II}}{(n+1)} \text{ MHz} \qquad (2\text{-}24)$$

gdzie: f_{syg} — częstotliwość środkowa odbieranego pasma, wynosząca dla pasm 2 m — 145 MHz
70 cm — 433 MHz
24 cm — 1297 MHz,

$f_{p.cz.II}$ — częstotliwość środkowa drugiej, tj. strojonej częstotliwości pośredniej (rx KF), która ma odpowiadać środkowi odbieranego pasma UKF,

n — całkowita krotność powielania tj. 2, 3, 4, 5, 6, 8, 9, 10, 12, 15...

Tak obliczony kwarc będzie umożliwiał zgodne (postępowe) strojenie na skali rx-a KF. Częstotliwość heterodyny będzie mniejsza od częstotliwości odbieranego sygnału, co zapewnia wspomniane poprzednio korzyści.

Jeżeli licząc tą metodą nie otrzyma się częstotliwości kwarcu, który mamy do dyspozycji, można obliczyć inne wartości wg wzoru

$$f_x = \frac{f_{syg} - f_{p.cz.II}}{(n-1)} \text{ MHz} \qquad (2\text{-}25)$$

Kwarc obliczony wg tego wzoru zapewnia również strojenie zgodne ze skalą odbiornika krótkofalowego, lecz częstotliwość końcowa heterodyny będzie większa od częstotliwości odbieranego sygnału ($f_{gen} > f_{syg}$).

W niektórych przypadkach ze względów czysto praktycznych (posiadany kwarc) trzeba pogodzić się ze strojeniem niezgodnym (odwrotnym) z cechowaniem skali. W takim przypadku, np. przy drugiej p.cz. 4÷6 MHz, częstotliwość 144 MHz otrzymuje się na 6 MHz; 145 na 5 MHz i 146 na 4 MHz. Innymi słowy, obracając skalę odbiornika w kierunku większych częstotliwości, w rzeczywistości odbieraną częstotliwość będzie się zmniejszać.

Wzory na obliczenia kwarców w takim rozwiązaniu są następujące:

$$f_x = \frac{f_{syg}+f_{p.cz.II}}{(n+1)} \text{ MHz} \tag{2-26}$$

dla $f_{gen} < f_{syg}$, oraz

$$f_x = \frac{f_{syg}+f_{p.cz.II}}{(n-1)} \text{ MHz} \tag{2-27}$$

dla $f_{gen} > f_{syg}$.

W obliczeniach pozornie nie występuje wartość pierwszej p.cz. (stałej). Można ją przyjąć dowolnie w dosyć szerokim zakresie lub też wyjdzie ona jako pochodna w zależności od zastosowanego kwarcu ($f_{p.cz.I} = f_{syg} - nf_x$). Należy tylko spełnić warunek, aby pierwsza częstotliwość pośrednia była większa niż:

12 MHz dla pasma 2 m,
24 MHz dla pasma 70 cm,
32 MHz dla pasma 24 cm

i aby nie była większa niż 50 MHz dla wszystkich pasm. Obydwie granice są niezbędne, aby przyjęta zasada podwójnej przemiany dawała optymalne korzyści.

2.8.2.3. Heterodyna konwertera — generator i powielacze

Wiadomo, że wyjściową częstotliwość heterodyny w konwerterach UKF otrzymuje się przez powielenie częstotliwości generatora kwarcowego, pracującego na częstotliwości znacznie mniejszej od częstotliwości wyjściowej podawanej na mieszacz.

Należy zaznaczyć, że wyjściowa częstotliwość heterodyny (po powieleniu) na ogół nie jest dokładną wielokrotnością częstotliwości zastosowanego kwarcu. Częstotliwość ta zależna jest od układu generatora w jakim pracuje kwarc.

Każda płytka kwarcowa ma dwie częstotliwości rezonansowe, częstotliwość rezonansu szeregowego — $f_{r\,szer}$ i częstotliwość rezonansu równoległego — $f_{r\,równ.}$ Częstotliwość podawana na obudowie (oprawce) kwarcu, tzw. *częstotliwość znamionowa,* jest częstotliwością rezonansu szeregowego. Częstotliwość ta jest niezależna od zewnętrznych parametrów obwodu (pojemności oprawki, pojemności układu itp.).

Częstotliwość rezonansu równoległego dla kwarców na częstotliwości 4÷26 MHz jest wyższa o 100 Hz÷6 kHz od częstotliwości rezonansu szeregowego i jest zależna głównie od konstrukcji obudowy (oprawki) kwarcu. Częstotliwość rezonansu równoległego występuje na skutek istnienia pojemności rozproszonych, dołączonych równolegle do płytki kwarcowej (między innymi pojemność montażu). Ta częstotliwość nie jest więc zupełnie niezależna od układu i daje się zmieniać (w małych granicach) przez zmianę pojemności równoległej dołączonej do kwarcu.

W praktycznych układach generatorów kwarcowych częstotliwość wyjściową ustala się między $f_{r\,szer}$ i $f_{r\,równ}$. W większości stosowanych układów jest ona bliższa częstotliwości rezonansu równoległego, tzn. większa od podanej na oprawce kwarcu. Zjawisko to trzeba uwzględnić szczególnie przy stosowaniu kwarców o małych częstotliwościach i dużej krotności powielania. Zakładając np. wzrost częstotliwości o 2 kHz przy 18-krotnym powielaniu kwarcu 8 MHz, zamiast częstotliwości 144 MHz uzyska się częstotliwość 144,036 MHz. Różnice te przy stosowaniu kwarców na większe częstotliwości — 20÷30 MHz — mogą dochodzić do 100 kHz, o czym należy pamiętać przy ustalaniu częstotliwości pośrednich konwertera.

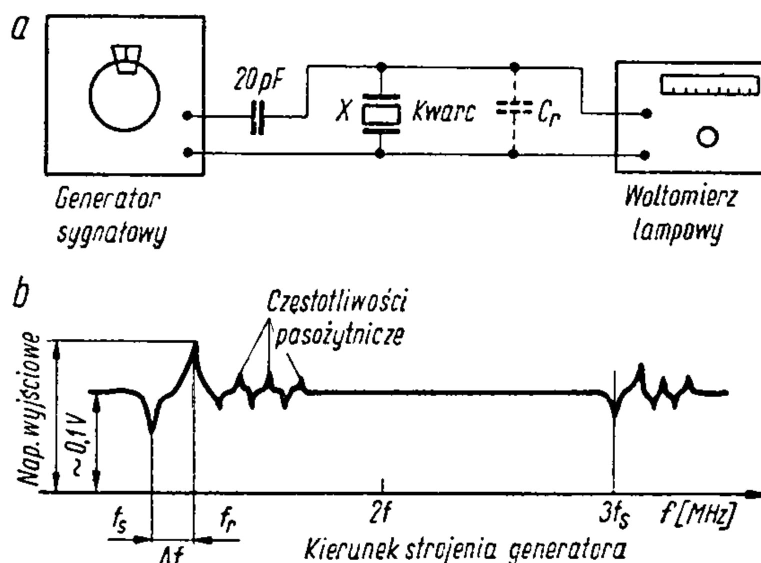
Układy generatorów z wykorzystaniem szeregowej częstotliwości kwarcu — nie mające wymienionych wad — stosowane są rzadziej w konstrukcjach amatorskich. Powodem tego jest nieznaczne skomplikowanie układu, polegające na dodaniu jednej lampy i cewki.

Typowym przykładem generatora pracującego na częstotliwości szeregowej kwarcu jest układ Butlera (rys. 2-32) stosowany do pracy głównie z kwarcami overtonowymi. W układzie tym łatwo wzbudzają się nawet bardzo „leniwe" kwarce, które w układzie

generatora z wykorzystaniem rezonansu równoległego w ogóle się nie wzbudzają.

W układach szeregowych nie występuje niebezpieczeństwo uszkodzenia kwarcu nadmiernym napięciem w.cz., co jest możliwe w układzie z równoległym rezonansem kwarcu.

Przy konstruowaniu generatorów kwarcowych trzeba pamiętać że niektóre płytki oprócz znamionowej częstotliwości rezonansu szeregowego i częstotliwości rezonansu równoległego wykazują tendencje do drgań na innych, pasożytniczych częstotliwościach znacznie różniących się od częstotliwości zarówno szeregowej, jak i równoległej. Podatność kwarcu na generacje pasożytnicze można sprawdzić w układzie pokazanym na rys. 2-34.



Rys. 2-34. Układ do badania kwarców
a — zestaw pomiarowy, b — przebieg mierzonych napięć

Kwarc (*X*) dołączony jest równolegle do wyjścia generatora sygnałowego przez pojemność 5÷20 pF (zależnie od częstotliwości kwarcu). Również równolegle do kwarcu dołącza się oscyloskop lub woltomierz lampowy. Podczas powolnego przestrajania generatora sygnałowego w kierunku oczekiwanej nominalnej częstotliwości kwarcu, woltomierz lampowy (ew. oscyloskop) będzie pokazywał wartość wyjściowego napięcia generatora. W momencie dostrojenia generatora do częstotliwości szeregowej kwarcu nastąpi wyraźny spadek wskazań woltomierza (oscyloskopu), spowodowany zwieraniem generatora przez małą oporność rzeczywistą, którą

ma kwarc w rezonansie szeregowym. Przestrajając generator dalej — w stronę większych częstotliwości — obserwuje się nagły wzrost (skok) wskazań woltomierza. Jest to oznaką dostrojenia do częstotliwości rezonansu równoległego kwarcu (duża oporność). Przy dalszym przestrajaniu generatora w stronę większych częstotliwości nie powinny już występować wzrosty i spadki wskazań woltomierza aż do częstotliwości trzykrotnie większej od częstotliwości podstawowej kwarcu (rys. 2-34). Jeżeli natomiast wskazania woltomierza wykazują nagłe spadki i wzrosty, oznacza to, że kwarc podatny jest na drgania pasożytnicze. Rzadko który kwarc nie wykazuje rezonansów pasożytniczych, lecz nie we wszystkich kwarcach występują one jednakowo silnie, co można ocenić na podstawie wskazań woltomierza w układzie z rys. 2-34. Najbardziej podatne na drgania pasożytnicze są kwarce z okładzinami napylanymi srebrem. Stąd często zdarza się, że generator z takim kwarcem „przeskoczy" na częstotliwość rezonansu pasożytniczego.

Dokładne omówienie generatorów kwarcowych w tym również owertonowych, podane jest w różnych popularnych wydawnictwach, np. w (3).

W tym miejscu należy podać najważniejsze zasady, które muszą być przestrzegane przy konstruowaniu generatorów overtonowych pracujących w konwerterach UKF.

1. Stosowane cewki powinny się charakteryzować minimalnym współczynnikiem temperaturowym. Najlepsze są cewki z natryskiwanymi srebrem uzwojeniami na ceramicznym korpusie, które można uzyskać z rozbiórki sprzętu demobilowego. W przypadku braku takich gotowych cewek należy je wykonywać metodą nawijania na korpus ceramiczny drutu (srebrzonego) ogrzanego do temp. ok. 70°C stosując silny naciąg drutu.

2. Obwód stroić małym rdzeniem mosiężnym lub miedzianym, a najlepiej trymerem ceramicznym (ew. powietrznym) o pojemności do 20 pF. Zupełnie nieprzydatne są rdzenie ferromagnetyczne, ponieważ mają bardzo duży współczynnik temperaturowy.

3. Dołączane pojemności stałe powinny mieć również jak najmniejszy współczynnik temperaturowy. Najlepsze są kondensatory krajowe koloru ciemnoniebieskiego. Jako kondensatory blokujące nie mogą być stosowane kondensatory z dielektrykiem o dużej stałej dielektrycznej (tytanian baru i podobne).

4. Kwarcu nie należy umieszczać w pobliżu nagrzewających się części. Przewody od kwarcu do cewki i lampy powinny być grube i możliwie krótkie.

5. Podstawka lampy generatora powinna być ceramiczna, a sama lampa powinna być w obudowie ekranującej (kubek).

6. Napięcie anodowe lampy generatora powinno być stabilizowane stabiliwoltem jarzeniowym lub stabilizatorem elektronowym.

7. Dla najwyższych pasm (70 i 24 cm) wskazana jest również stabilizacja napięcia żarzenia. W układach generatorów, w których kwarc włączony jest między katodami, wskazane jest nawet żarzenie lampy ze źródła prądu stałego (akumulator).

8. Nie należy popadać w przesadę ze stosowaniem lamp o jak największym nachyleniu (ponad 12 mA/V, np. E180F). Wystarczy w zupełności lampa EF 80, 6Ж3П itp.

9. Napięcie wyjściowe podawane na następny stopień (powielacz) i pojemność sprzęgająca, nie powinny być większe niż $U_{w.cz.}$ 3÷4 V i C 10÷30 pF. Napięcie w.cz. reguluje się odpowiednim doborem napięcia anodowego (zasilającego). Zbyt duże napięcie w.cz. powoduje początkowo zmianę częstotliwości przez nagrzewanie kwarcu.

10. W zasadzie nie należy w warunkach amatorskich, zmieniać częstotliwości płytek kwarców overtonowych metodą szlifowania, gdyż może to doprowadzić do pogorszenia stabilności kwarcu i pogorszenia jego aktywności.

W heterodynie konwertera ultrakrótkofalowego po generatorze następują powielacze, niezbędne dla uzyskania odpowiedniej częstotliwości wyjściowej. Przy konstruowaniu heterodyny należy zwrócić szczególną uwagę na powielacze, aby uniknąć różnych kłopotów przy uruchamianiu konwertera. Istnieją tutaj również pewne zasady, które trzeba znać i stosować w praktyce. Należy do nich np. konieczność otrzymania właściwej selektywności pojedynczych stopni powielaczy. Nie można tego lekceważyć, nawet gdy przy strojeniu i uruchamianiu na pierwszy rzut oka wszystko jest w porządku.

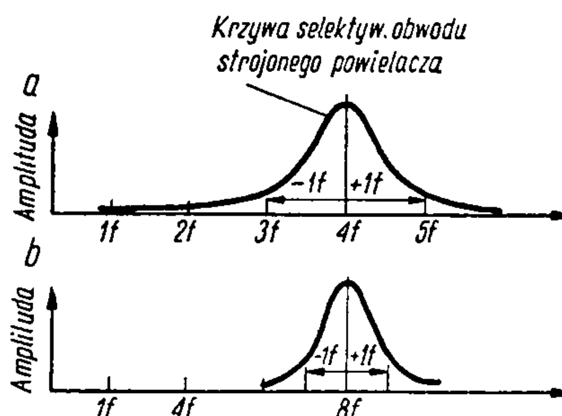
Jako przykład może służyć stopień, w którym zastosowano czterokrotne powielanie częstotliwości (dla zaoszczędzenia jednej lampy, miejsca itp.). Stopień taki będzie miał małą sprawność powielania z powodu dużej krotności powielania i selektywność jego nie

będzie taka, aby wystarczająco stłumione zostały składowe $3f$ i $5f$ (rys. 2-35a).

Mała selektywność jest spowodowana głównie tłumieniem obwodu przez małą oporność triod, które ze względów oszczędnościowych stosuje się w powielaczach heterodyn konwerterów amator-

Rys. 2-35. Rozkład częstotliwości przy powielaniu w układach z obwodami c małej selektywności

a — pierwszy powielacz, b — drugi powielacz



skich. Pogorszenie selektywności następuje również wskutek bocznikującego działania następnego stopnia powielacza, pracującego z prądem siatki. Obydwa wymienione powody mają wpływ na to, że w dalszym powielaniu oprócz częstotliwości $4f$ biorą udział składowe $3f$ i $5f$, które pojawiają się również jako różnice $4f-3f=1f$, powodując modulację pożądanej harmonicznej ($4f$); na wyjściu pojawia się wówczas szerokie widmo różnych częstotliwości (rys. 2-35a). Częstotliwości tych nie można już w żaden sposób wyeliminować w następnych stopniach powielania, ponieważ wraz ze wzrostem krotności powielania zbliżają się one do częstotliwości pożądanej (rys. 2-35b). Powodem takiego stanu rzeczy jest również to, że każdy powielacz — wzmacniacz kl. C — jest stopniem nieliniowym, w którym oprócz powielania następuje prawie tak samo dobre modulowanie (mieszanie) częstotliwości.

Praktycznie skutki omówionych zjawisk podczas strojenia konwertera są w zasadzie niezauważalne, ale już w czasie słuchania na pasmie wystąpią takie „niespodzianki", jak podwójny odbiór jednej stacji, modulacja skrośna, gwizdy interferencyjne, a nawet pogorszenie liczby szumowej konwertera, zwłaszcza w konwerterach na pasma 70 i 24 cm.

W celu niedopuszczenia do powstawania wymienionych ujemnych zjawisk przy powielaniu należy stosować następujące środki zaradcze:

1. Unikać stosowania dużej krotności powielania w jednym stopniu.

2. W przypadku gdy istnieje konieczność powielania czterokrotnego lub pięciokrotnego w jednym stopniu, należy stosować filtry pasmowe między stopniami powielaczy.

3. Stosować filtr pasmowy w każdym przypadku na wyjściu toru powielaczy (heterodyny) jako obwód sprzęgający heterodynę z mieszaczem. Na pasmach 70 i 24 cm wystarczy dobry rezonator koncentryczny.

4. Stosować jak najsłabsze sprzężenie między heterodyną a mieszaczem, tak aby mieszacz nie był przesterowany napięciem z heterodyny.

Wymagania takie nie są teoretycznym wymysłem, o czym świadczy wiele rozwiązań praktycznych opisywanych w literaturze technicznej, w których przytoczone zasady uwzględniono.

Zastosowanie filtrów pasmowych w powielaczach, oprócz stłumienia niepożądanego widma częstotliwości, powoduje poprawę dopasowania między stopniami, co jest szczególnie ważne tam, gdzie występują małe sprawności (wydzielanie „dalekiej" harmonicznej), lub tam gdzie potrzebne jest optymalne wysterowanie następnego stopnia, a nie ma rezerwy mocy (np. ostatni powielacz w konwerterze na 70 czy 24 cm).

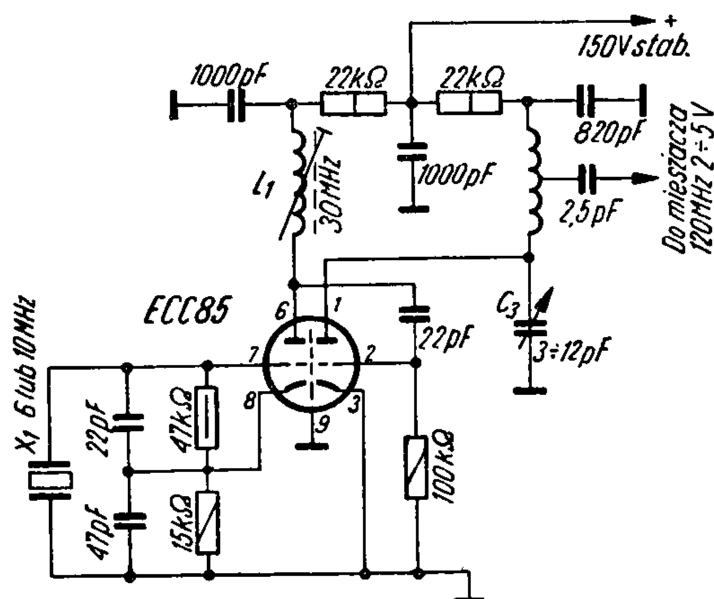
Zagadnienie właściwego sprzężenia heterodyny z mieszaczem nabiera szczególnego znaczenia na pasmach 70 i 24 cm, gdzie rzadko stosuje się wzmacniacz wstępny (przed mieszaczem). Zbyt silne sprzężenie spowoduje absorpcję i tak słabego sygnału odbieranego przez obwód wyjściowy heterodyny, szczególnie przy małej pierwszej p.cz. (mała różnica między f_{gen} i f_{syg}).

Na pasmie 2 m, gdzie na wejściu jest większe wzmocnienie, można dopuścić straty na absorpcję sygnału wyjściowego dochodzące do 10% bez żadnych ujemnych następstw.

Na UKF oporność rezonansowa w anodzie lampy nigdy nie jest duża i dlatego wzmocnienie powielacza (sprawność) jest stosunkowo małe. W tym przypadku należy stosować lampy o jak największym nachyleniu charakterystyki, np. E88CC, E18OF itp.

Przykład prostej heterodyny, pracującej na jednej podwójnej lampie, w której z kwarcu 10 MHz uzyskuje się częstotliwość wyjściową 120 MHz, pokazano na rys. 2-36. Lewa połówka podwój-

nej triody ECC 85 pracuje jako generator — potrajacz w układzie Colpittsa, a druga (prawa) połówka lampy powiela czterokrotnie częstotliwość uzyskaną na wyjściu generatora — powielacza.



Rys. 2-36. Heterodyna o częstotliwości wyjściowej 120 MHz

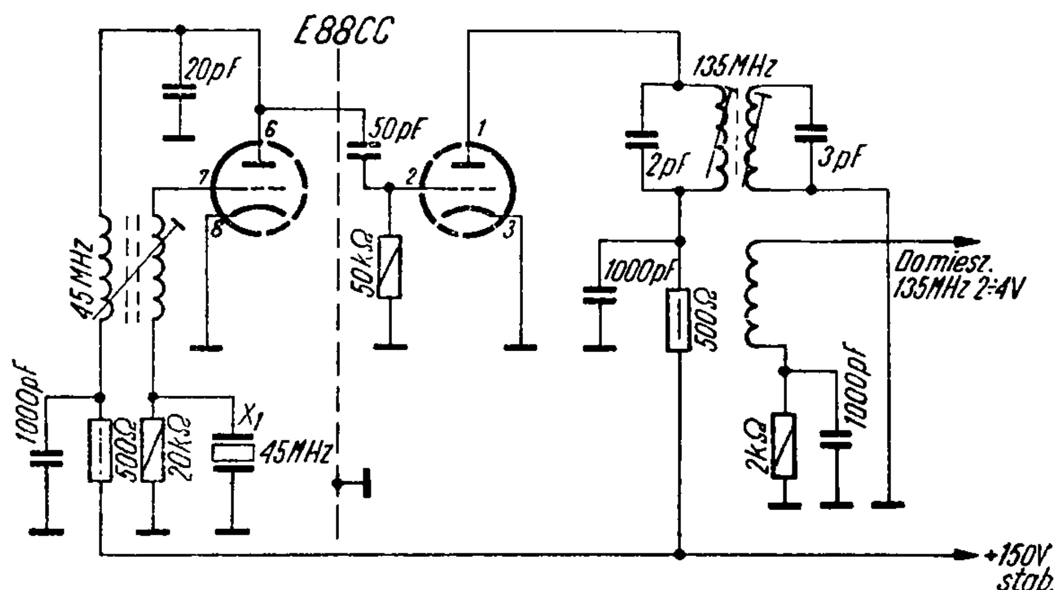
Sprzężenie z mieszaczem zachodzi przez pojemność 2,5 pF dołączoną do odczepu na cewce L_2. W układzie tym wypróbowano praktycznie pracę z kwarcem 6 MHz. Wtedy obwód L_1 w anodzie generatora — powielacza wydzielał piątą harmoniczną.

Taki układ heterodyny wykazuje wiele wad, o których była już mowa. W celu zmniejszenia promieniowania niepożądanych harmonicznych trzeba układ dobrze odekranować od mieszacza i wzmacniacza w.cz.

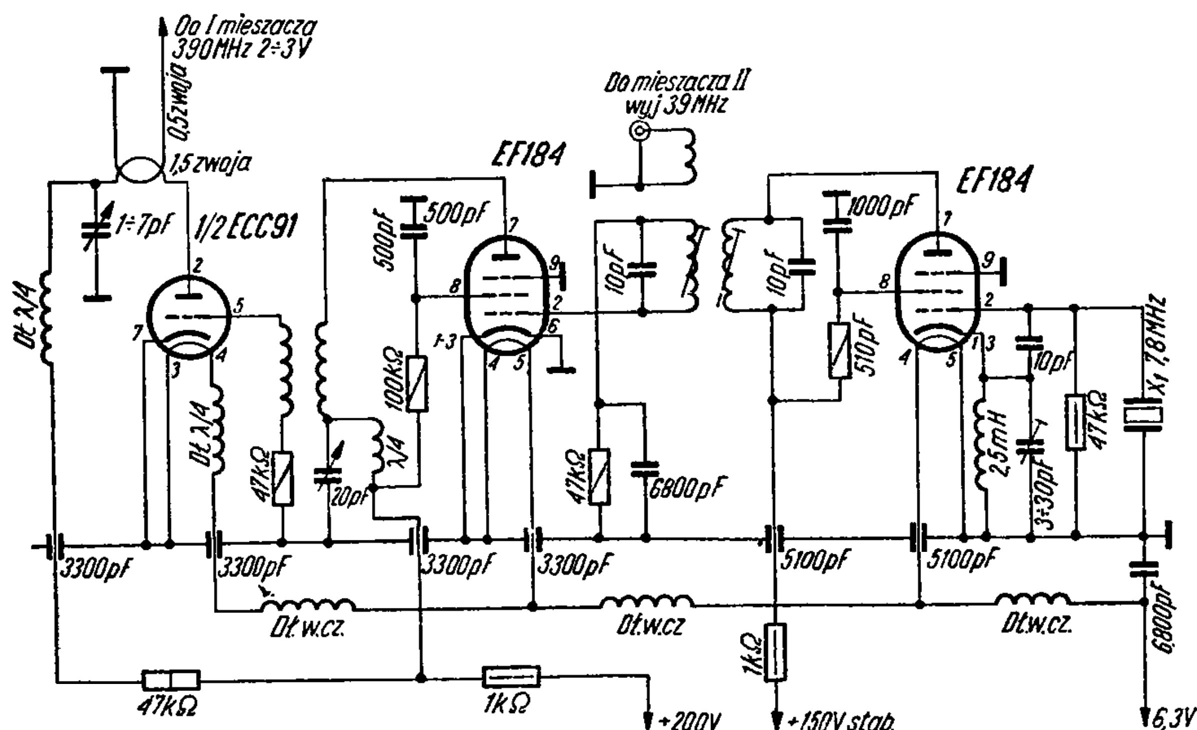
Wad tych nie wykazuje natomiast układ heterodyny pokazany na rys. 2-37. W generatorze pracującym na połówce lampy E88 CC zastosowano kwarc overtonowy o częstotliwości 45 MHz, druga połówka lampy potraja częstotliwość do 135 MHz. Zastosowany na wyjściu filtr pasmowy i sposób sprzężenia z mieszaczem gwarantują, że do mieszacza dochodzi tylko pożądany sygnał o częstotliwości 135 MHz.

Innym przykładem dobrze rozwiązanej heterodyny jest układ pokazany na rys. 2-38. W pierwszych stopniach powielaczy pracują pentody sprzężone filtrem pasmowym, a trzeci stopień — podwajacz, sprzężony jest również za pomocą filtru pasmowego.

Heterodyna ta przystosowana jest do pracy w konwerterze na pasmo 435 MHz, pracującym z podwójną przemianą. Pierwsza p.cz. 42÷44 MHz mieszana jest z sygnałem branym z pierwszego filtru pasmowego — 39 MHz, w wyniku czego otrzymuje się drugą p.cz. leżącą w zakresie 3÷5 MHz.

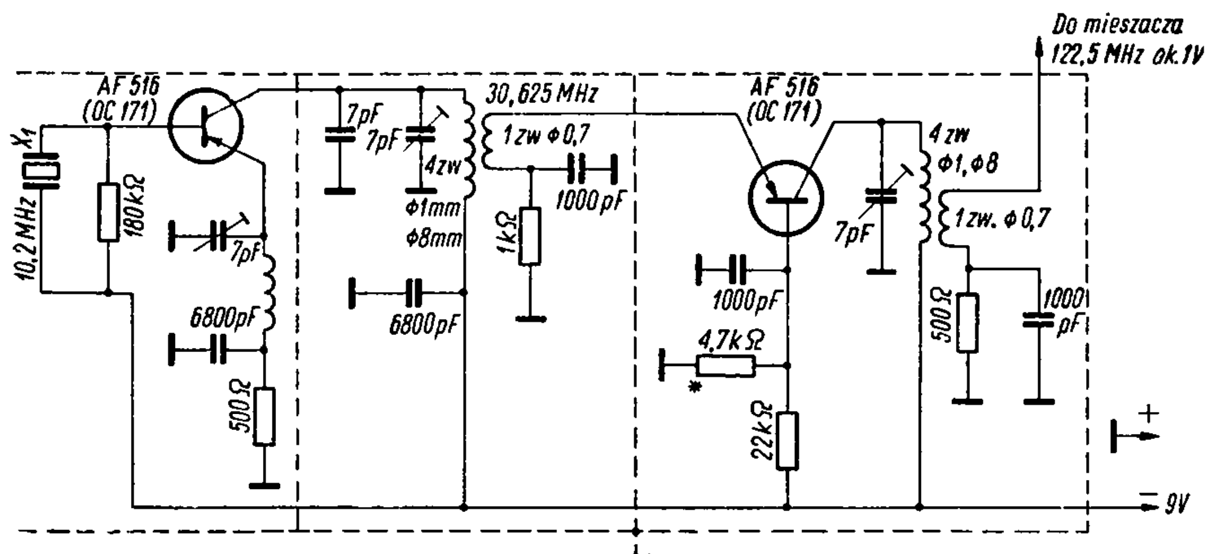


Rys. 2-37. Heterodyna o częstotliwości wyjściowej 135 MHz



Rys. 2-38. Heterodyna do konwertera na pasmo 435 MHz pracującego z podwójną przemianą

Przykład dobrze rozwiązanej heterodyny (opracowany przez SP-5QU) pracującej na tranzystorach pokazano na rys. 2-39. W generatorze pracującym na tranzystorze OC 171 (może być krajowy AF 516) zastosowano kwarc overtonowy o częstotliwości



Rys. 2-39. Heterodyna na tranzystorach według SP-5QU

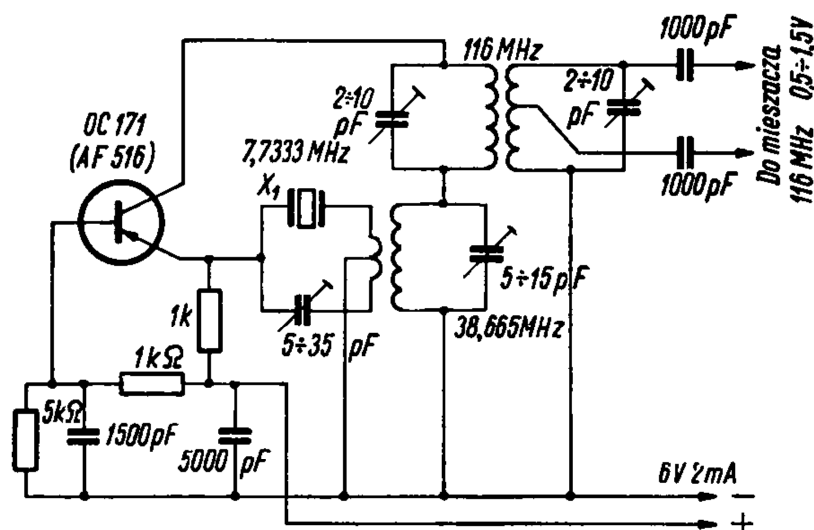
30,625 MHz, która jest jednocześnie powielana czterokrotnie, dając w obwodzie kolektora częstotliwość 122,5 MHz. Następny stopień pracujący również na tranzystorze OC 171 jest separatorem i jednocześnie wzmacniaczem (wzmocnienie 2—3-krotne) skutecznie oddzielającym wszystkie niepożądane częstotliwości od mieszacza.

Interesujące rozwiązanie heterodyny do konwertera na pasmo 2 m przedstawił DL6EG (rys. 2-40). Heterodyna pracuje tylko na jednym tranzystorze OC 171 (ew. AF 516) z kwarcem typu FT 243, o częstotliwości 7,7333 MHz. Płytka kwarcowa pobudzona jest do drgań na piątym overtonie, w wyniku czego otrzymuje się częstotliwość 38,665 MHz, która następnie jest potrajana i na wyjściu otrzymuje się częstotliwość 115,995 MHz. Uzyskuje się bardzo dogodną częstotliwość pośrednią leżącą w zakresie 28÷30 MHz.

Dotychczas jako element aktywny powielacza rozpatrywana była lampa elektronowa. Efekt powielania częstotliwości można uzyskać również stosując do tego celu diodę półprzewodnikową.

W technice mikrofalowej już od dawna stosuje się diody jako powielacze w celu uzyskania stabilnego sygnału w pasmie centymetrowym. Do powielania można stosować zwykłe diody krzemo-

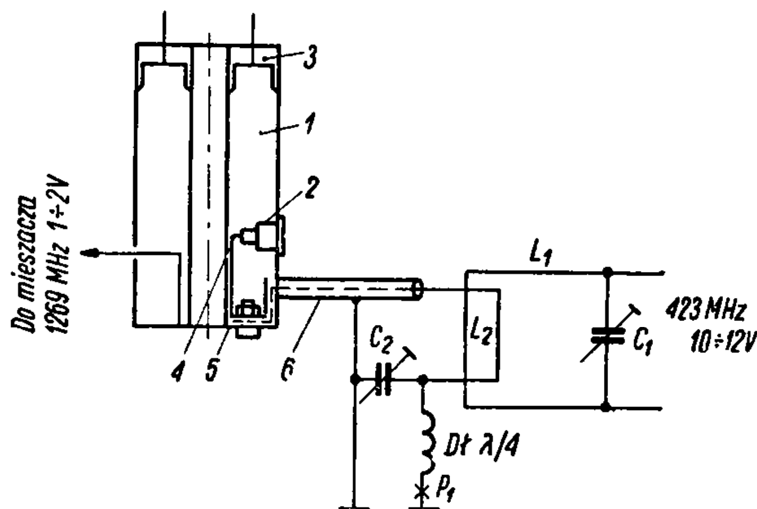
we, takie jakie stosuje się w układach mieszaczy. Stosując mieszające diody krzemowe dla celów powielania należy przestrzegać zasady, że sama dioda powinna być bardzo słabo sprzężona z ob-



Rys. 2-40. Heterodyna w układzie DL6EG

wodem strojonym (najczęściej równoległym), przy czym dobroć obwodu powinna być jak największa. Przy małej dobroci grozi niebezpieczeństwo przenikania na wyjściu sygnału wejściowego powielanego.

Układ powielacza na diodzie ДКС7 przedstawiono na rys. 2-41.



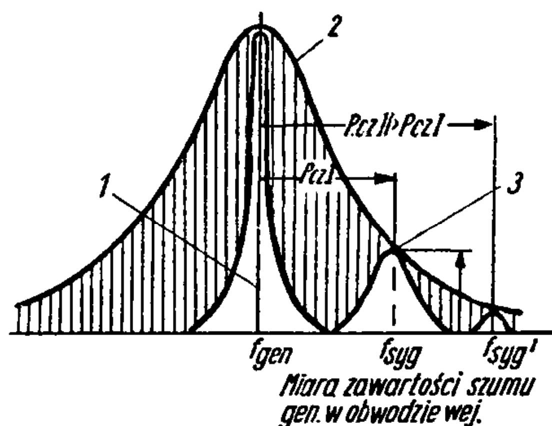
Rys. 2-41. Powielacz diodowy

1 — obwód współosiowy (patrz rys. 2-25b), 2 — dioda powielająca ДКС7, 3 — zwora strojeniowa, 4 — pętla sprzęgająca, 5 — pojemność 10÷15 pF, 6 — kabel współosiowy, w rezonansie na 423 MHz z pojemnością 5, pętla L_2 i trymerem C_2; L_1C_1 — strojony obwód anodowy powielacza lampowego; P_1, miejsce pomiaru prądu, diody. Dławik w.cz. zamyka obwód prądu stałego płynącego przez diodę

Prąd stały płynący przez diodę pracującą w układzie powielacza nie może przekraczać 10 mA. Dotyczy to popularnych diod mieszających ДКС7, ДКС4 itp. Przekroczenie tej granicy powoduje wzrost szumu, który jest — jak wiadomo zjawiskiem towarzyszącym przepływowi prądu stałego przez diodę (przypomina się stosowanie diody jako generatora szumów).

Przy omawianiu heterodyn konwerterów UKF pozostaje jeszcze wspomnieć o szumie heterodyny.

Wiadomo że każda lampa elektronowa jest źródłem szumu. Dotyczy to również lamp „mocno sterowanych" pracujących w stopniach powielania heterodyny. Wyjściowe widmo szumów w funkcji amplitudy można przedstawić krzywą selektywności (rys. 2-42). Pomijając rozpatrzone już pożądane i niepożądane częstotli-



Rys. 2-42. Widmo szumów na wyjściu heterodyny

1 — zwężenie widma szumów przez zastosowanie filtru na wyjściu heterodyny, *2* — krzywa widma szumów na wyjściu heterodyny z małoselektywnym obwodem, *3* — krzywa selektywności obwodu wyjściowego

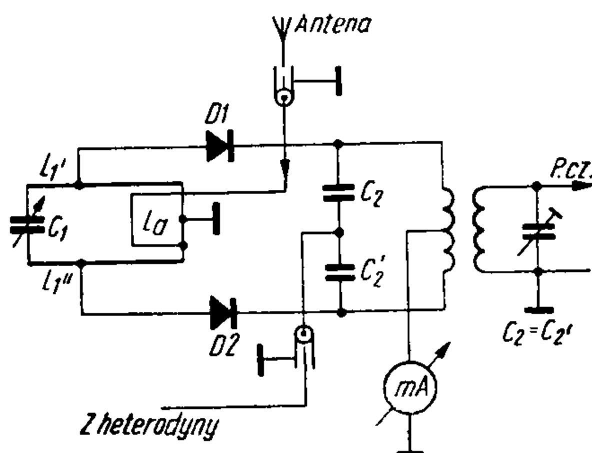
wości składowe nośnej (f_{gen}), generator z powielaczami jest źródłem określonej mocy szumów, którym należy zagrodzić drogę do mieszacza. Dotyczy to przede wszystkim mieszaczy na wyższych pasmach UKF (70 i 24 cm), gdzie na ostateczną czułość ma duży wpływ szum mieszacza, a więc i jego składowe, do których może należeć szum heterodyny.

Widmo szumów rozłożone po obu stronach częstotliwości heterodyny, sięgające aż do częstotliwości odbieranego sygnału, jest w mieszaczu wzmacniane tak samo jak sygnał odbierany z anteny. Zjawisko to będzie tym bardziej widoczne, im mniejsza jest częstotliwość pośrednia i silniejsze sprzężenie heterodyny z mieszaczem. Jednak nawet zastosowanie bardzo słabego sprzężenia nie daje takich wyników jak zastosowanie na wyjściu heterodyny obwodu o dużej selektywności, co jasno wynika z rys. 2-42.

Zwiększenie selektywności obwodu wyjściowego heterodyny powoduje znaczne ograniczenie widma częstotliwości wyjściowych (szumu), przez co na wyjście mieszacza będzie dochodził „czysty" sygnał heterodyny.

Jeszcze skuteczniejszym sposobem niedopuszczenia szumów z heterodyny do mieszacza jest zastosowanie odpowiednio dużej częstotliwości pośredniej. Również z rys. 2-42 jasno wynika, że im mniejsza p.cz. — tzn. f_{gen} bliższa f_{syg} — tym większe istnieje prawdopodobieństwo dostania się do mieszacza szumów heterodyny, nawet przy bardzo selektywnym wyjściu heterodyny. W przypadku mało selektywnego wyjścia (szerokie widmo) zwiększenie p.cz. powoduje, że na mieszacz dostaje się bardzo małe napięcie szumów. Przy tych rozważaniach należy pamiętać, że mieszacz jest kilkakrotnie czulszy na częstotliwości odbieranego sygnału niż na częstotliwości heterodyny.

Oprócz wyżej wspomnianych sposobów tłumienia szumu z heterodyny istnieje jeszcze jeden sposób, polegający na stosowaniu mieszacza zrównoważonego. Mieszacze takie są stosowane często w urządzeniach profesjonalnych pracujących w zakresie decymetrowym, np. w radiowysokościomierzach.



Rys. 2-43. Mieszacz zrównoważony

Układ mieszacza zrównoważonego przedstawiono na rys. 2-43. Mieszacz zrównoważony jest dość trudny do wykonania, a jego zalety widoczne są dopiero przy idealnym zrównoważeniu, co sprowadza się do odpowiedniego dobrania diod, pojemności i indukcyjności.

W praktyce amatorskiej układ taki można stosować przy przeróbkach demobilowego sprzętu pochodzącego z lotniczych wysokościomierzy (zamiana diod lampowych na diody półprzewodnikowe).

2.8.2.4. Sposoby sprzężenia mieszacza z heterodyną

W konwerterach na amatorskie pasma UKF najczęściej stosowanym sposobem sprzężenia mieszacza z heterodyną jest sprzężenie małą pojemnością anody ostatniego powielacza heterodyny z obwodem strojonym w siatce mieszacza. Wartość napięcia podawanego z heterodyny na mieszacz powinna wynosić w takim układzie 2÷3 V. Wyjściowe napięcie heterodyny wynosi zazwyczaj 10÷30 V, jeżeli w ostatnim stopniu nie zastosowano powielania większego niż 3-krotne i ostatni stopień heterodyny jest wystarczająco sterowany. Jak więc widać, na wyjściu heterodyny znajduje się duża rezerwa napięcia, co pozwala na stosowanie bardzo małych wartości pojemności sprzęgającej.

W takich warunkach, dla przypadku gdy częstotliwość heterodyny mało różni się od częstotliwości sygnału odbieranego (przy zastosowaniu małej p.cz., np. 4÷6 MHz), wystarczy niewielka pojemność — ok. 1 pF, aby na siatce mieszacza wystąpiło wymagane napięcie heterodyny 2÷3 V. W niektórych przypadkach, np. w układach, w których mieszacz i ostatni stopień heterodyny pracują na podwójnej triodzie, wystarczają nawet pojemności międzyelektrodowe.

W układach konwerterów o dużej częstotliwości pośredniej, np. 38÷40 MHz, dla doprowadzenia niezbędnego napęcia z heterodyny pojemność sprzęgająca powinna być znacznie większa (f_{gen} znacznie mniejsza niż poprzednio) i wynosi ona wtedy 5 pF lub jeszcze więcej.

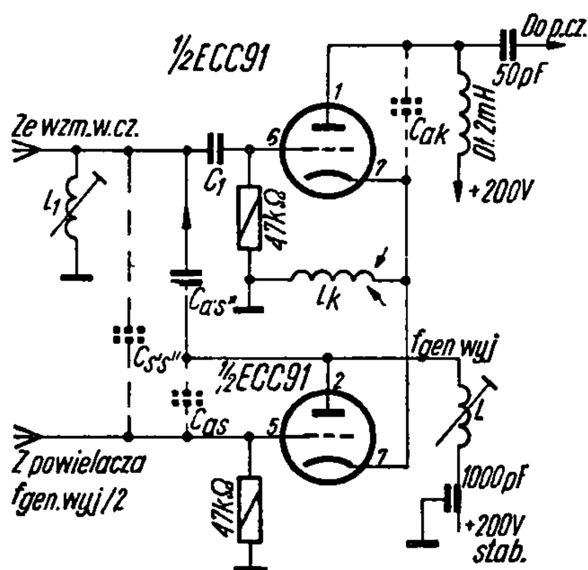
W przypadku dużej różnicy częstotliwości sprzęganych obwodów omawiany rodzaj sprzężenia możliwy jest tylko dzięki zastosowaniu silnego sprzężenia, które z konieczności się przyjmuje. Sprzężenie pojemnościowe nie jest zalecane do stosowania w konwerterach, gdyż z powodu swej prostoty ma wiele wad niemożliwych do wyeliminowania. Wady te zostaną pokrótce omówione.

Stosowanie silnego sprzężenia w przypadku dużej różnicy f_{gen} i f_{syg} powoduje znaczne straty, między innymi przez rozstrojenie

obwodów pojemnością sprzęgającą. Trzeba wtedy zmniejszać indukcyjność, przez co spada oporność rezonansowa obwodu.

Następną wadą bezpośredniego sprzężenia pojemnościowego jest łatwość przenikania wyższych harmonicznych heterodyny do mieszacza. Przy silnym sprzężeniu pojemnościowym ułatwione jest również przenikanie sygnałów w kierunku odwrotnym, tzn. sygnał użyteczny odbierany przenika do obwodu heterodyny, co powoduje niepotrzebne straty.

W konwerterach z dostrajanym wejściem (powyżej 70 cm) przy stałej częstotliwości heterodyny występuje kolejne ujemne zjawisko, polegające na zwiększeniu sterownia mieszacza przy dostrojeniu obwodów wejściowych (mieszacza) bliżej częstotliwości heterodyny. Zjawisko to jest tym bardziej zauważalne, im mniejsza jest zastosowana częstotliwość pośrednia.



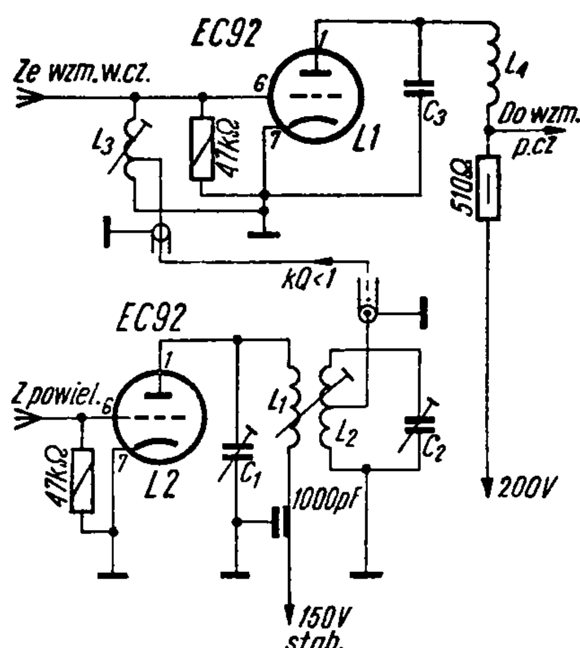
Rys. 2-44. Najpopularniejszy sposób sprzężenia heterodyny z mieszaczem

W układzie pokazanym na rys. 2-44, przedstawiającym pojemnościowe sprzężenie heterodyny z mieszaczem, na skutek nieprawidłowego montażu może nastąpić niewielkie sprzężenie z częstotliwością podawaną na ostatni stopień heterodyny. Częstotliwość ta, zazwyczaj dwu- lub trzykrotnie mniejsza od wyjściowej, da w wyniku przemiany szkodliwe kombinacje uboczne, które mogą znacznie zwiększyć szumy mieszacza. Zjawisko to najczęściej występuje wówczas, gdy w układzie (rys. 2-44) pracuje lampa ECC 91. Następuje wtedy sprzężenie przez pojemność C_{as} lub nawet przez pojemność między siatkami (na rysunku zaznaczone linią przerywaną).

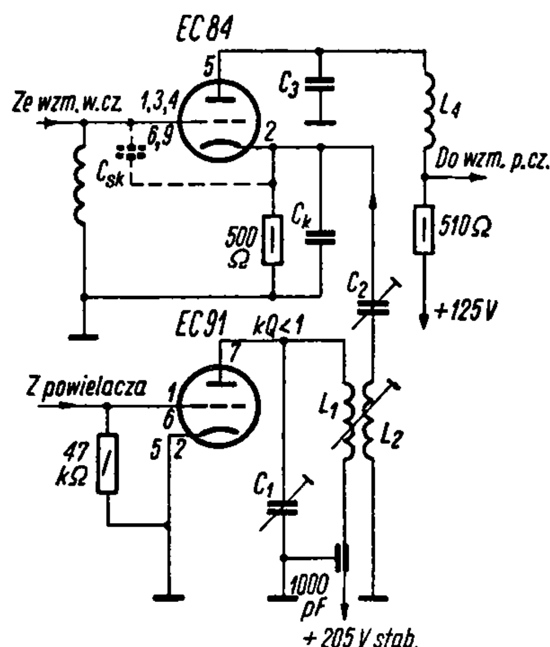
Reasumując należy stwierdzić, że w przypadku stosowania sprzężenia pojemnościowego heterodyna powinna mieć duże napięcie wyjściowe, co pozwoli na stosowanie małych pojemności sprzęgających. Nie jest to jednak środek radykalny, gdyż — jak wiadomo — zbyt duże napięcie (moc) heterodyny jest niewska-

zane. Najlepszym rozwiązaniem jest zastosowanie innych rodzajów sprzężeń, które przynajmniej częściowo eliminują wady omówionego sprzężenia pojemnościowego.

Jednym z zalecanych sposobów sprzężenia heterodyny z mieszaczem jest układ pokazany na rys. 2-45. W układzie tym zastosowano oddzielne lampy do mieszacza i heterodyny oraz filtr pasmowy na wyjściu heterodyny. Odczep na wtórnym uzwojeniu filtru należy wybierać możliwie najniżej (blisko masy). Sterowanie mieszacza zwiększa się przez odpowiednią regulację sprzężenia cewek filtru, jednak nie do tego stopnia, aby obydwa uzwojenia filtru przestawały się stroić. Oznaczałoby to przekroczenie krytycznego sprzężenia ($k \cdot Q = 1$).



Rys. 2-45. Sprzężenie heterodyny z mieszaczem przez filtr pasmowy



Rys. 2-46. Pojemnościowe sprzężenie heterodyny z katodą mieszacza

Zastosowanie układu pokazanego na rys. 2-45 pozwala na przesyłanie napięcia heterodyny kablem koncentrycznym nawet na większe odległości, co jest dużą zaletą w przypadku, gdy mieszacz i heterodyna znajdują się w oddzielnych pudełkach. W układzie takim istnieje również dobre oddzielenie obwodów mieszacza i heterodyny, a napięcie podawane z heterodyny utrzymuje się na stałym poziomie, nawet przy przestrajaniu obwodów mieszacza.

W przypadku konwerterów z heterodyną pracującą na dużo mniejszej częstotliwości (wysoka p.cz.) szerokie zastosowanie znajduje układ pokazany na rys. 2-46. W układzie tym mieszacz i heterodyna pracują na oddzielnych triodach. Sygnał z heterodyny podawany jest na katodę mieszacza przez sprzężenie indukcyjno-pojemnościowe L_2, C_2. W katodzie lampy mieszającej znajduje się normalna pojemność (blokująca) C_k oraz opornik R_k. Pojemność C_k ma taką wartość, że stanowi zwarcie tylko dla częstotliwości odbieranej f_{syg} — dużo większej od częstotliwości heterodyny f_{gen}, dla której ma znacznie większą reaktancję, tworząc wraz z pojemnością sprzęgającą C_2 dzielnik ustalający wielkość napięcia podawanego na mieszacz. Pojemność C_k w konwerterach na pasmo 2 m wybiera się od 50 pF wzwyż tak, aby nie powstał generator w układzie Colpittsa z dzielnikiem C_{sk} i C_k.

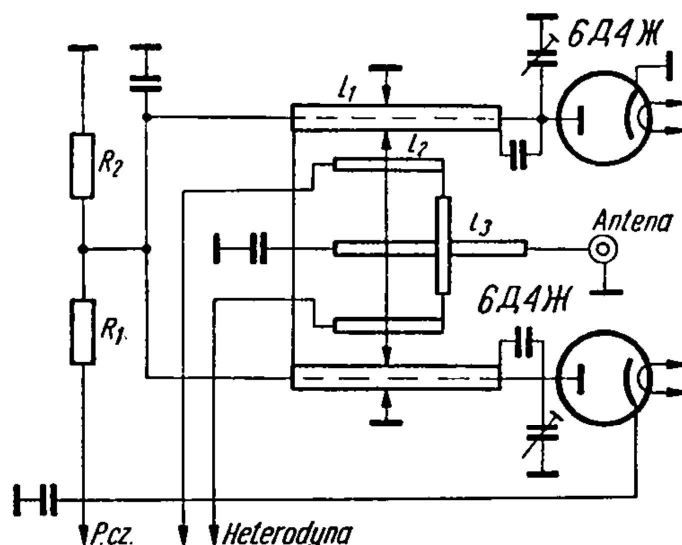
Wartość napięcia podawanego na mieszacz można w tym układzie regulować także zmianą sprzężenia L_1, L_2. Układ taki ma również tę zaletę, że przy stosunkowo dużej pojemności C_k, można — bez obawy o rozstrojenie obwodów — mierzyć woltomierzem lampowym napięcie podawane na mieszacz.

Stosowany na falach krótkich mieszacz ze sprzężeniem indukcyjnym w katodzie nie znajduje zastosowania na UKF. Spowodowane jest to tym, że wprowadzana do katody indukcyjność zmniejsza oporność wejściową mieszacza, a w stosunku do L_k (indukcyjność katody) może przyjąć wartość ujemną, co spowoduje powstanie generacji pasożytniczych w zakresie decymetrowym.

2.8.2.5. Własności mieszaczy diodowych

W naszych warunkach w pasmie 70 cm diody półprzewodnikowe można uznać za najbardziej odpowiednie elementy do układów mieszaczy z powodu braku odpowiednich tranzystorów. Stosowane w początkach rozwoju techniki UKF mieszacze na diodach lampowych należą już do historii. Mieszacze z diodami lampowymi miały wiele wad, do których można zaliczyć: potrzebę znacznej mocy w.cz. z heterodyny, mała sprawność mieszania, no i oczywiście konieczność żarzenia. Wśród krótkofalowców można jeszcze spotkać posiadaczy odbiorników z diodami lampowymi

w stopniu przemiany, na zakres 432 MHHz, pochodzących z demobilu wojskowego. Schemat takiego mieszacza przedstawiono na rys. 2-47. Jest to mieszacz stosowany w odbiorniku radiowysokościomierza lotniczego.



Rys. 2-47. Układ mieszacza stosowanego w odbiorniku radiowysokościomierza lotniczego

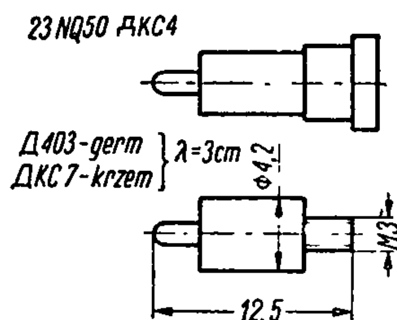
Zupełnym przeciwstawieniem własności diod lampowych są diody krzemowe. Wady charakterystyczne dla diod lampowych, w przypadku diod krzemowych nie występują. Oczywiście diody krzemowe mają również wady, do których należy zaliczyć: duży rozrzut parametrów, bardzo małą odporność na przeciążenia (przebicie) jak również stosunkowo wysoką cenę.

Najszersze zastosowanie znalazły mieszacze diodowe w głowicach odbiorników TV na IV i V zakres (470÷790 MHz).

Najczęściej spotykaną diodą w układach mieszaczy UKF była do niedawna dioda ostrzowa 1N21A i jej czechosłowackie odpowiedniki 23NQ50 lub 24NQ50. Do bardziej popularnych diod nadających się do mieszaczy należy zaliczyć diodę Д403 i inne z tej grupy (rys. 2-48). Te ostatnie są dużo mniejsze i co najważniejsze są diodami germanowymi, a więc bardziej popularnymi. Własnościami niewiele się różnią od diod krzemowych i to zarówno pod względem czułości, jak i wrażliwości na przeciążenia oraz oporności w kierunku zaporowym. Stosunek oporności w kierunku przewodzenia do oporności w kierunku zaporowym dla diod krzemowych i germanowych wynosi 1 : 10÷1 : 20, co przy pomiarze omomierzem z baterią maksimum 1,5 V da wynik np. 300 Ω/6 kΩ.

Diodowe układy przemiany mają następujące zalety:

1. W konwerterach z wejściem wprost na mieszacz, w pasmie 70 cm (bez wzmacniacza wstępnego) można osiągnąć taką samą liczbę szumową jak z triodą np. 5794 (trudno osiągalną), pracującą w układzie mieszacza z uziemioną siatką.



Rys. 2-48. Wymiary germanowych i krzemowych diod mieszających

2. Moc potrzebna z heterodyny dla osiągnięcia optymalnych warunków przemiany jest bardzo mała i dla samej diody wynosi 0,5 mW, a po uwzględnieniu strat na sprzężenie — wynoszących ok. 10 dB — 5 mW. Taka moc jest łatwo osiągalna nawet przy zastosowaniu w końcowym stopniu heterodyny powielacza diodowego, o którym była mowa w punkcie 2.8.2.3.

3. Pojemność wejściowa diod nie przekracza 1,5 pF, a indukcyjność własna jest zupełnie do pominięcia, co pozwala na konstruowanie obwodów przestrajanych nawet na najwyższe pasmo 23 cm.

4. Diody półprzewodnikowe nie wymagają żarzenia ani żadnej polaryzacji. Ich oporność jest w minimalnym stopniu zależna od częstotliwości.

5. Małe wymiary diod umożliwiają łatwe dołączanie ich do rezonatorów (obwodów) koncentrycznych, co pozwala uzyskać dużą selektywność, większą niż w mieszaczach triodowych w układzie z uziemioną siatką.

6. Jeżeli mieszacz diodowy pracuje w konwerterze za wejściowym stopniem wzmocnienia, szum dodawany przez taki mieszacz do całkowitego szumu konwertera jest do pominięcia. W identycznym układzie na triodach szum mieszacza pogorszy znacznie liczbę szumową konwertera. Dlatego większość konstruktorów konwerterów na pasmo 70 cm z mieszaczem triodowym stosuje dwa stopnie wzmocnienia przed mieszaczem. Wynika z tego wiele

trudności, jak np. wąskopasmowość strojenia, skłonność do generacji, możliwość modulacji skrośnej itp.

Wszystkie zalety diodowych układów przemiany okupione są jednak pewnymi utrudnieniami konstrukcyjnymi, pomiarowymi i eksploatacyjnymi, do których należą:

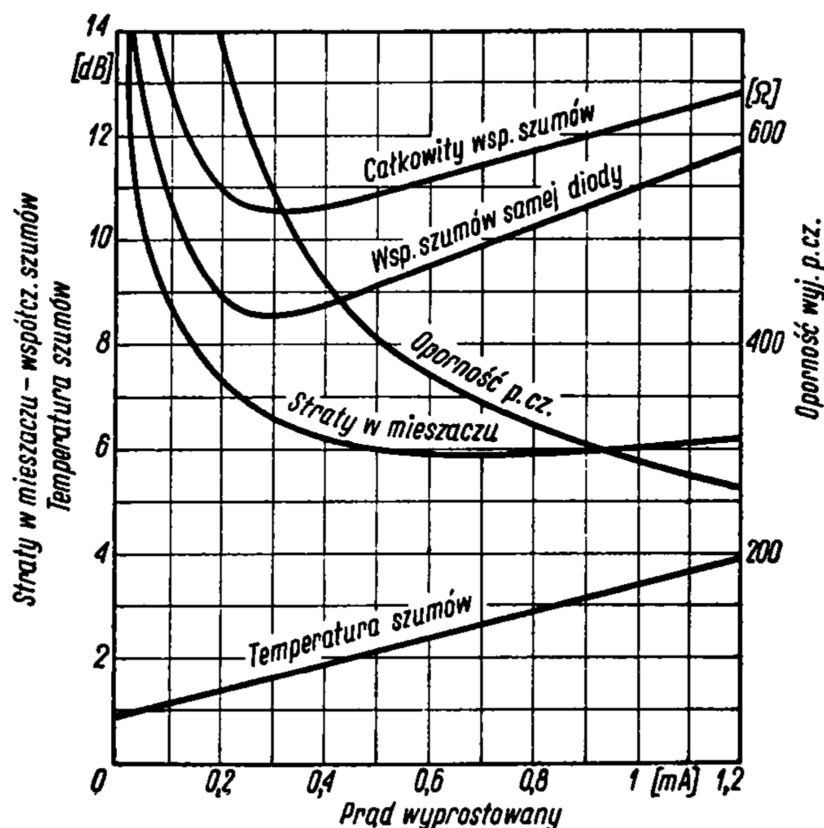
1. Konieczność zastosowania małoszumnego stopnia wzmocnienia p.cz., umieszczonego bezpośrednio przy mieszaczu. Zazwyczaj jest to kaskoda na lampie E88 CC, o współczynniku szumów 1,5 dB.

2. Konieczność zwiększenia ostrożności w czasie pracy (manipulacji) z powodu niebezpieczeństwa przeciążenia lub przebicia diody. Istnieją wprawdzie diody o zwiększonej odporności na przeciążenia i przebicie — np. 1N72 — niestety jak dotychczas są one trudno osiągalne.

3. Możliwość powstania modulacji wewnętrznej przy bardzo silnym sygnale na wejściu, większym niż 100 mV.

Dla krzemowych diod mieszających już podczas wojny opracowano dokładną i rozległą teorię, przeprowadzono dużo eksperymentalnych pomiarów i badań, co pozwala obecnie na praktyczną realizację dobrych układów przemiany na diodach z uwzględnieniem wskazówek praktycznych. Konstruując mieszacz diodowy trzeba wiedzieć, że wejściowa i wyjściowa impedancja dopasowania wpływają na siebie wzajemnie (wpływ zwrotnego mieszania). Od strony sygnału wejściowego dioda przedstawia sobą oporność ok. 100 Ω, od strony wyjścia (na p.cz.) oporność 300÷600 Ω. Straty przemiany, tzn. osłabienia sygnału w.cz. na poziomie sygnału p.cz., zawierają się w granicach 5÷9 dB, tj. osłabienie wynosi 0,3÷0,12, co zależy w dużym stopniu od wysterowania z heterodyny. Liczba szumowa wykazuje optimum w zależności od wysterowania z heterodyny, które jest wypadkową dwu zależności — spadku strat mieszacza ze wzrostem prądu oraz wzrostu temperatury szumów. Typowe zależności dla diody krzemowej 1N21 podano na rys. 2-49. Zjawisko zwrotnego mieszania jest typowe dla diody i powoduje wzrost liczby szumowej, jeżeli obwód nie ma dużej dobroci zapewniającej taką selektywność, że dla częstotliwości lustrzanej przedstawia on praktycznie reaktancyjne zwarcie. W takim przypadku wnoszony szum powstający z powodu zwrotnego mieszania jest stłumiony. Oporność obwodu prądu

stałego mieszacza nie może być większa niż 100 Ω, co stanowi oporność przyrządu pomiarowego 1 mA, którym się kontroluje prąd wyprostowany, powodowany sterowaniem mieszacza prądem heterodyny. W niektórych rozwiązaniach konstruktorzy radzą



Rys. 2-49. Własności krzemowej diody mieszającej 1N21

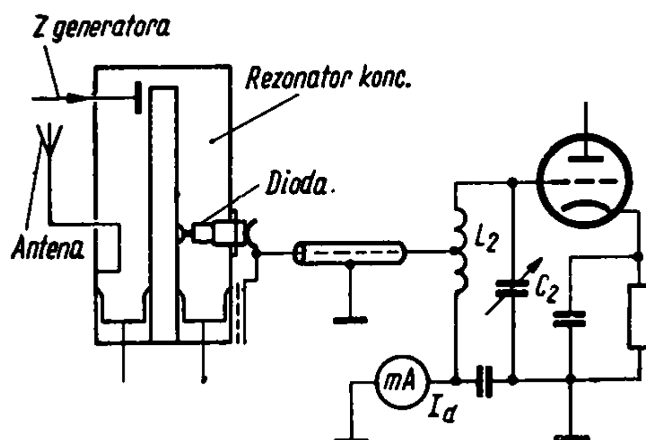
zmniejszać oporność aż do zera — przez zwarcie przyrządu pomiarowego — czym się jeszcze znaczniej zmniejsza straty w mieszaczu.

Tak samo jak w mieszaczach lampowych, niezmiernie ważnym zagadnieniem jest sposób sprzężenia heterodyny z mieszaczem diodowym. Najczęściej w konwerterach na pasmie 70 i 24 cm używa się bezpośredniego sprzężenia przez wejściowy obwód koncentryczny (rys. 2-50), co odpowiada układowi z równoległym sprzężeniem pojemnościowym (rys. 2-44).

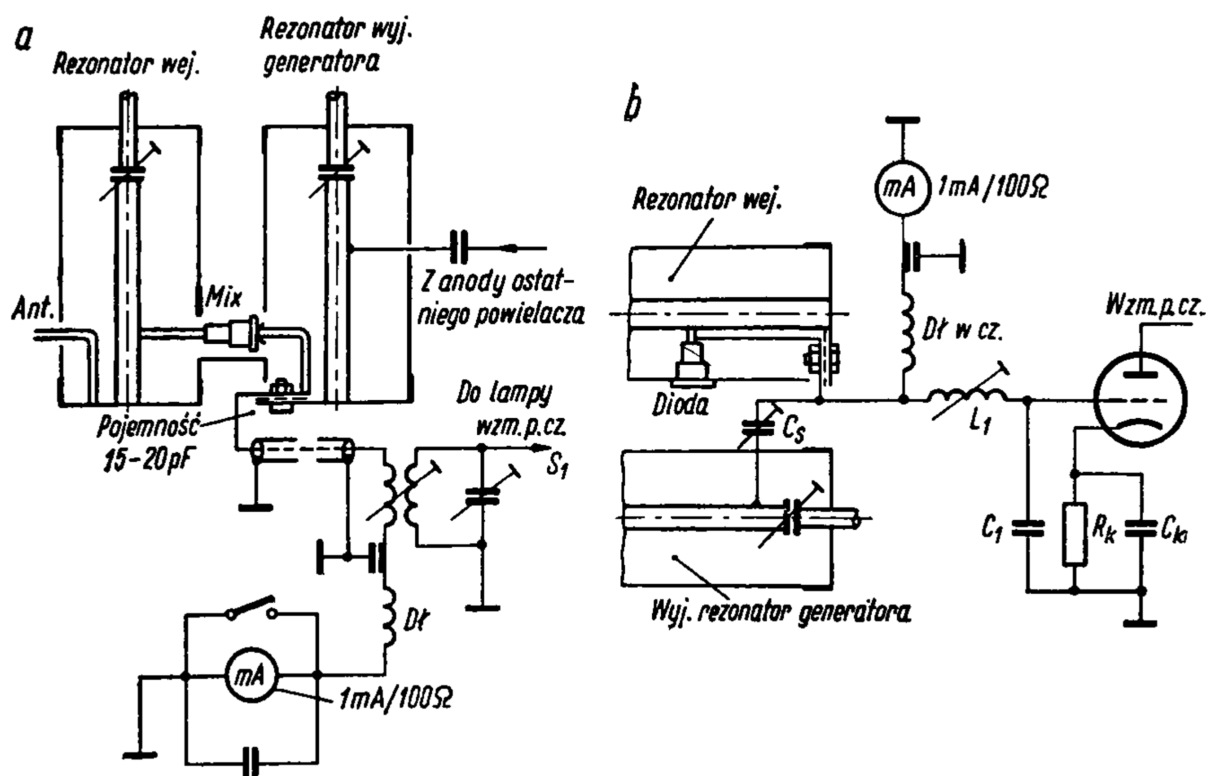
W konwerterach wysokiej klasy stosuje się inne rodzaje sprzężeń heterodyny z mieszaczem diodowym. Na rysunku 2-51 przedstawiono dwa sposoby sprzężenia, w których zastosowano szeregowe podawanie sygnału heterodyny na diodę. Umieszczenie diody między dwoma „gorącymi" punktami obwodów jest trudne do

praktycznej realizacji, ale uzyskane duże korzyści w zupełności rekompensują włożony trud.

Różnica między równoległym i szeregowym sprzężeniem heterodyny widoczna jest na charakterystykach zmian prądu diody w funkcji częstotliwości. Na rysunku 2-52a przedstawiono wpływ prądu stałego mierzonego w obwodzie mieszacza na nastrojenie

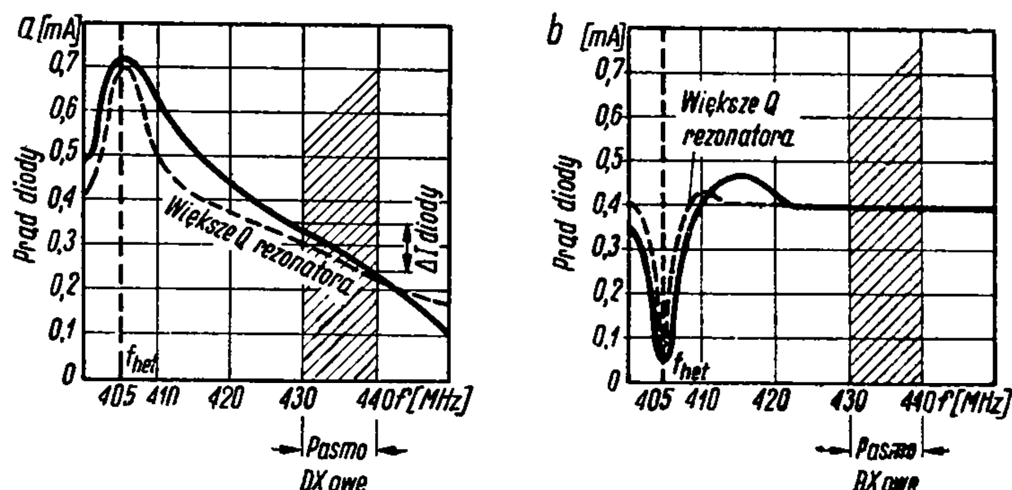


Rys. 2-50. Sprzężenie generatora z mieszaczem przez wejściowy rezonator współosiowy



Rys. 2-51. Sprzężenie generatora z mieszaczem
a — szeregowe, b — szeregowe, gdy dioda mieszająca ma uziemioną jedną z elektrod

wejściowego rezonatora, w przypadku mieszacza pracującego ze sprzężeniem pokazanym na rys. 2-50. Z wykresu (rys. 2-52a) wyraźnie widać, że przy dostrojeniu rezonatora wejściowego do częstotliwości heterodyny prąd mieszacza kilkakrotnie wzrasta. Rów-



Rys. 2-52. Przebieg zmian prądu płynącego przez diodę w funkcji zestrojenia obwodu współosiowego

a — przestrajanie rezonatora mieszacza przy równoległym sprzężeniu z heterodyną (rys. 2-50), b — przestrajanie rezonatora mieszacza przy szeregowym sprzężeniu z heterodyną (rys. 2-51)

nież przy przestrajaniu rezonatora wejściowego w granicach pasma 430÷440 MHz (obszar zakreskowany na rys. 2-52a) prąd zmienia się — rośnie przy zbliżaniu częstotliwości obwodu wejściowego do częstotliwości heterodyny. Na rysunku 2-52b przedstawiono tę samą zależność dla szeregowo sterowanego mieszacza z rys. 2-51a. W takim układzie w przypadku dostrojenia rezonatora wejściowego do częstotliwości heterodyny prąd mieszacza raptownie spada, natomiast w całym zakresie odbieranego pasma pozostaje bez zmian i jest uwarunkowany tylko wielkością sprzężenia z heterodyną.

W układach konwerterów wysokiej klasy na pasma 70 i 24 cm obwód wejściowy (rezonator koncentryczny) jest przestrajany w zakresie odbieranego pasma amatorskiego. Wynika to z tego, że dobry konwerter z rezonatorem koncentrycznym na częstotliwości 430 MHz, przenosi pasmo o szerokości 0,5÷1,5 MHz, (pasmo ma szerokość ponad 10 MHz). Dokładne dostrojenie do odbieranej częstotliwości daje znaczną poprawę jakości odbioru.

Mieszacze z szeregowym podawaniem napięcia heterodyny ma-

ją również tę zaletę, że uzyskuje się znaczne zmniejszenie promieniowania częstotliwości heterodyny przez antenę, co jest szczególnie ważne w konwerterach bez wzmacniacza wstępnego. Układ z rys. 2-50 nie ma tych zalet.

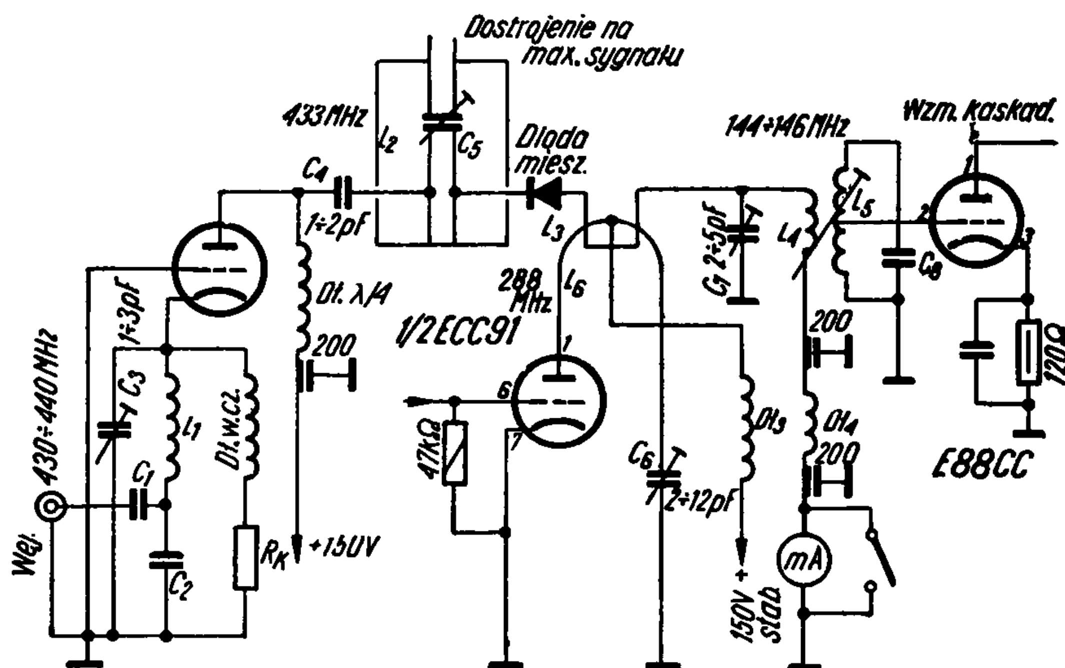
Ponieważ popularne diody mieszające na pasmo centymetrowe przeznaczone są głównie do takiego montażu, przy którym są uziemione szerszą końcówką (szczególnie w falowodach), dogodniejszy jest układ pokazany na rys. 2-51b. W układzie takim osiąga się zarówno szeregowe zasilanie mieszacza z heterodyny, jak i możliwość łatwej wymiany diody.

Zwój, którym jest sprzężona dioda z rezonatorem wejściowym (może to być i obwód anodowy wzmacniacza wstępnego), zwierany jest płytkową pojemnością umieszczoną w dnie lub na boku rezonatora. Płytka, do której dolutowany jest zwój, ma w stosunku do rezonatora pojemność 10÷20 pF. Izolator między płytką i rezonatorem powinien być dobrej jakości (mika, ceramika lub teflon). Na tę właśnie pojemność (C_m na rys. 2-51b) bezpośrednio lub przez pojemność sprzęgającą C_s podawane jest napięcie z heterodyny. Napięcie z heterodyny można również doprowadzać kablem koncentrycznym o długości $\lambda/2$. Kondensatory C_s i C_m tworzą dzielnik pojemnościowy, którym ustala się odpowiednią wartość napięcia heterodyny, tak aby prąd płynący przez diodę wynosił 0,3÷0,5 mA. Takie rozwiązanie jest odpowiednie tylko w przypadku zastosowania sprzężenia ze wzmacniaczem p.cz. za pomocą filtru typu Π lub filtru pasmowego. Cewka filtru Π ma indukcyjność $L = 3\,\mu H$ i pojemność $C_1 = 12$ pF, przy $C_m = 30$ pF, w przypadku p.cz. w zakresie 30 MHz, doprowadzonej do siatki lampy L_1 — E88CC.

Sprzężenie ze wzmacniaczem p.cz. przez filtr pasmowy daje znacznie lepsze wyniki, ponieważ przez zmianę sprzężenia w filtrze i dostrojenia obydwu jego obwodów osiąga się najlepsze dopasowanie wyjściowej oporności diody (300÷500 Ω) do wejścia lampy wzmacniacza p.cz.

Reasumując należy stwierdzić, że szeregowe sprzężenie heterodyny z mieszaczem jest szczególnie opłacalne w przypadku przestrajanej heterodyny i obwodów wejściowych lub tam, gdzie zastosowana jest maksymalnie duża częstotliwość pośrednia.

Jako przykład takiego rozwiązania może służyć konwerter na pasmo 70 cm przedstawiony na rys. 2-53, zainstalowany na stacji **DLØSZ.** W układzie tym jako wzmacniacz pierwszej p.cz. pracuje normalny konwerter na pasmo 144÷146 MHz z lampą E88 CC.



Rys. 2-53. Część w.cz. konwertera na pasmo 70 cm z pierwszą p.cz. 144÷146 MHz (we wzmacniaczu pracuje lampa PC 88)

Przed mieszaczem diodowym zastosowano wzmacniacz pracujący na lampie PC 88, która w porównaniu z PC 86 nie wymaga neutralizacji. Anoda triody wzmacniacza dołączona jest do odczepu rezonatora przez pojemność oddzielającą C_4 z minimalną indukcyjnością własną. Dioda krzemowa jest dołączona również do odczepu (niżej niż anoda triody) i kawałkiem zwoju włączonym w szereg z diodą, sprzężona jest z obwodem ostatniego powielacza heterodyny, pracującego na połówce lampy ECC 91. Zalecany wszędzie obwód filtrujący na wyjściu heterodyny nie jest w tym układzie zastosowany, ponieważ widmo heterodyny nie może osiągnąć bardzo oddalonej częstotliwości sygnału odbieranego. W konwerterze przewidziana jest możliwość dokładnego dostrojenia obwodu mieszacza kondensatorem C_5, przy czym należy kierować się poziomem szumu w słuchawkach, który przy nastrojonym rezonatorze wzrasta.

2.8.2.6. Sprzężenie konwertera z odbiornikiem KF

Każdy konwerter UKF połączony jest z odbiornikiem KF stanowiącym pierwszą lub drugą przestrajaną p.cz. W praktyce stosuje się wiele różnych odmian połączenia, wszystkie jednak powinny spełniać kilka podstawowych wymagań, a mianowicie:

1. Wyjście mieszacza w konwerterze powinno zwierać wszystkie częstotliwości niepożądane, leżące poza pasmem przestrajania odbiornika KF. Żadne harmoniczne, uboczne produkty przemiany itp., w które obfituje mieszacz, nie powinny rozprzestrzeniać się po przewodzie łączącym w kierunku odbiornika KF.

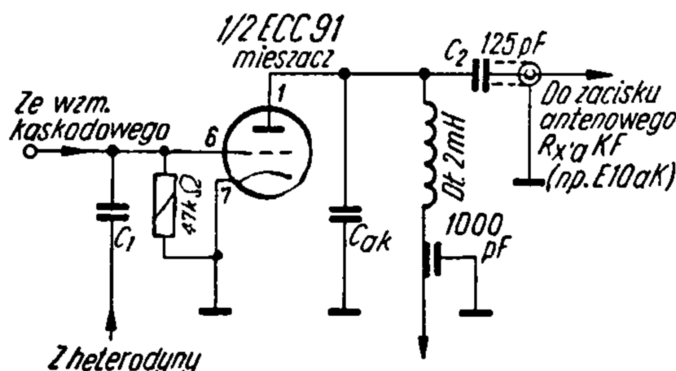
2. Mieszacz konwertera powinien być obciążony obwodem sprzęgającym wzmacniacz p.cz. (rx KF) o tak dużej oporności rezonansowej, aby wzmocnienie mieszacza było jak największe. Warunek ten jest niezbędny dla zmniejszenia szumów własnych odbiornika KF, który w przypadku słabego sygnału wejściowego pracuje z dużym wzmocnieniem, co powoduje wzrost jego szumów. Ponadto mieszacz odpowiednio obciążony obwodem p.cz. jest bardziej liniowy dla słabych sygnałów wejściowych.

3. Wyjściowy obwód sprzęgający mieszacz z rx-em KF powinien równomiernie przenosić całe przestrajane pasmo p.cz., co w praktyce przejawi się również stałym poziomem szumu słyszalnego przy przestrajaniu pasma. W konwerterach na pasmo 2 m, Δf obwodu sprzęgającego wynosi 2 MHz.

4. Wyjściowy obwód drgań sprzęgający konwerter z rx-em powinien być dobrze zaekranowany, ponieważ tą drogą mogą przenikać sygnały stacji pracujących w pasmie p.cz. konwertera lub inne zakłócenia. Należy ekranować cewkę sprzęgającą, lampę mieszacza oraz przewód łączący konwerter z rx-em KF. Najlepszy jest kabel koncentryczny, w którym zewnętrzny oplot należy uziemiać przy konwerterze i przy odbiorniku KF.

Oceniając według wymienionych kryteriów różne sposoby połączenia konwertera z rx-em KF, za najgorszy należy uznać sposób pokazany na rys. 2-54. Jest to układ konwertera z aperiodycznym wyjściem dławikowym z mieszacza, sprzężony przez pojemność $C_2=125$ pF bezpośrednio z wejściem odbiornika KF. Ponieważ takie wyjście może mieć impedancję maksymalną 600 Ω, a wejścia odbiorników mają impedancję 70÷240 Ω, to wzmocnie-

nie mieszacza będzie bardzo małe, być może nawet mniejsze od jedności. Odbiornik KF musi wtedy pracować na pełnym wzmocnieniu, co — jak wiadomo — jest nie wskazane. Ponieważ na anodzie mieszacza występuje duże napięcie z heterodyny (rów-



Rys. 2-54. Stopień wyjściowy konwertera z aperiodycznym wyjściem dławikowym

nież jej harmoniczne), to dla odprowadzenia tego napięcia do ziemi należy dołączyć małą pojemność 5÷10 pF bezpośrednio z anody mieszacza na masę. W przypadku niespełnienia tego wymagania może dojść do przeciążenia pierwszej lampy w odbiorniku KF i wystąpi związana z tym modulacja skrośna.

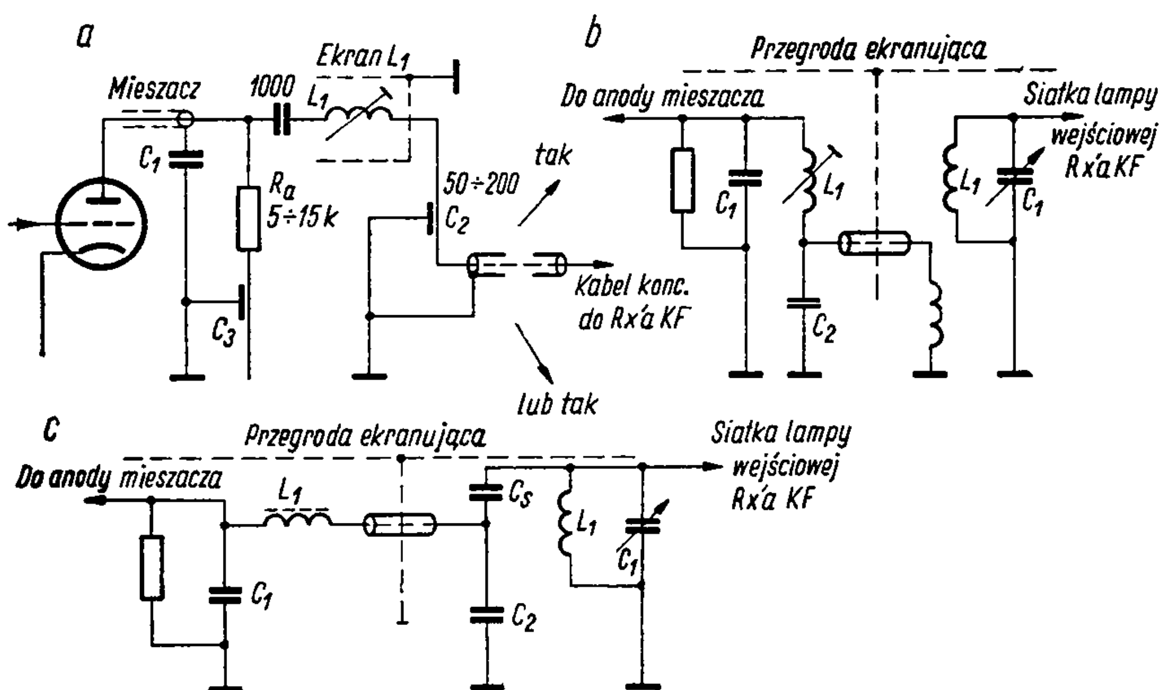
Wielu konstruktorów stosuje rozwiązanie polegające na bezpośrednim połączeniu wyjścia mieszacza konwertera z „gorącym" końcem wejściowego obwodu strojonego odbiornika KF, tzn. z siatką wzmacniacza w.cz. (bez odłączania obwodu strojonego). Tym sposobem osiąga się istotne zwiększenie wzmocnienia mieszacza. Wymaga to jednak spełnienia warunku, aby konwerter znajdował się w bezpośredniej bliskości rx-a KF, najlepiej w obudowie odbiornika KF.

Drugim szeroko stosowanym rozwiązaniem połączenia konwertera z rx-em KF jest wyjście z wtórnika katodowego poprzedzonego obwodem szerokopasmowym w anodzie mieszacza. Obwód taki powinien mieć — w przypadku pasma 2 m — szerokość $\Delta f = 2$ MHz± 3 dB. Warunek ten jest trudny do spełnienia przy małych częstotliwościach pośrednich, gdzie stosunek szerokości pasma B, do częstotliwości f_0 środka pasma p.cz. jest duży, a więc i tłumienie obwodu musi być duże. Na przykład przy p.cz. równej 3÷5 MHz stosunek $B/f_0 = 0,5$, co wymaga stłumienia obwodu opor-

nością ok. 3 kΩ. Na większych częstotliwościach stosunek ten jest znacznie korzystniejszy, np. dla p.cz. 28÷30 MHz, $B/f_0=0,07$ i wtedy dla stłumienia obwodu p.cz. wystarcza oporność wewnętrzna lampy mieszacza (przeważnie triody).

Zastosowanie wtórnika katodowego jako elementu aktywnego kryje w sobie niebezpieczeństwo powstania generacji na częstotliwościach zakresu decymetrowego. Zabezpieczeniem przed niepożądanymi generacjami jest włączenie tuż przy wyprowadzeniu siatki szeregowego opornika bezindukcyjnego 40÷100 Ω. Wadą wtórnikowego wyjścia jest również to, że dodatkowa lampa zwiększa pobór mocy z zasilacza (U_a, $U_ż$).

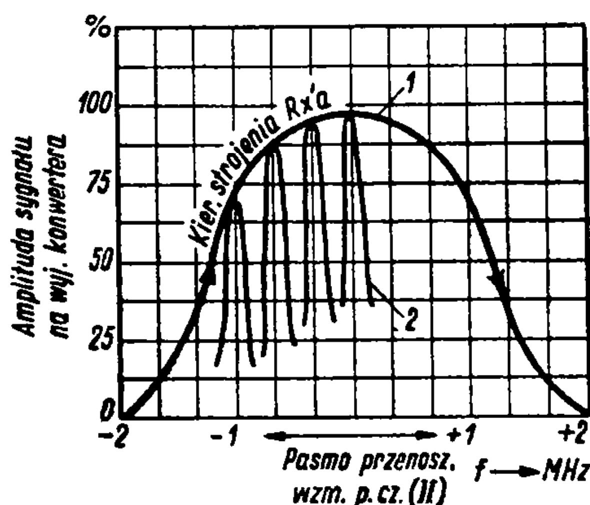
Z wielu znanych rozwiązań sprzężenia konwertera z rx-em KF najlepsze w praktyce okazuje się użycie (jako układu sprzęgającego) obwodu transformującego złożonego z elementów pasywnych, tzn. filtru pasmowego lub uniwersalnego filtru typu Π.



Rys. 2-55. Sprzężenie konwertera z odbiornikiem KF
a — za pomocą filtru π, b — indukcyjne wejście odbiornika KF, c — pojemnościowe wejście odbiornika KF (bezpośrednio na siatkę jego pierwszej lampy)

Na rysunku 2-55a przedstawiono proste rozwiązanie wyjścia konwertera z zastosowaniem filtru Π. Niezbędną pojemność wejściową tworzy kondensator C_1, włączony między anodę mieszacza i masę, zwierający niepożądane duże częstotliwości. Szeregowa in-

dukcyjność L_1 zagradza ewentualnym resztkom wielkich częstotliwości drogę na wejście odbiornika KF; cewkę należy nawinąć cienkim drutem zwój przy zwoju, podobnie jak dławik w.cz. Jej dobroć Q jest bardzo istotna. Wyjściowe obciążenie obwodu stanowi pojemność, składająca się z kondensatora przepustowego C_2 (50÷200 pF) oraz pojemności kabla koncentrycznego, którym konwerter dołącza się do rx-a KF. Na rysunku 2-55b przedstawiono cały obwód, który powstaje z połączenia obwodu wyjściowego konwertera i wejściowego rx-a KF. Jego strona pierwotna nastrojona jest na stałe, a wtórna jest strojona selektywnie w pożądanym pasmie, jak to pokazano na rys. 2-56.



Rys. 2-56. Wypadkowa charakterystyka obwodu z rys. 2-55a
1 — krzywa selektywności obwodu pierwotnego C_1L_1 w konwerterze, 2 — krzywe przenoszenia całego zestawu (rys. 2-55b) na różnych częstotliwościach pasma

Dobre przenoszenie energii z konwertera do odbiornika można uzyskać również przy nieco zmodyfikowanym układzie (rys. 2-55c), w którym elementami sprzęgającymi są czysto pojemnościowe reaktancje, co wyklucza powstawanie szkodliwych rezonansów.

Wielkość sprzężenia w układzie pokazanym na rys. 2-55 należy regulować tylko wielkością pojemności C_2. Przy wysokiej p.cz. może to być tylko pojemność własna łączącego kabla koncentrycznego. Dostrojenie obwodu pierwotnego na środek pasma p.cz. przeprowadza się rdzeniem cewki L_1; dostrojenie to jest bardzo płaskie („tępe”). Charakterystyka częstotliwościowa całego obwodu umożliwia łatwiejsze przenoszenie mniejszych częstotliwości, co jest szczególnie korzystne w przypadku dołączenia konwertera do odbiornika MwEc, gdzie trzeba przenieść pasmo 3÷1 MHz.

2.8.3. Konwertery na pasmo 145 MHz

2.8.3.1. Wstęp

Wszystkie zamieszczone tutaj opisy rozwiązań konwerterów zostały praktycznie sprawdzone i wypróbowane w pracy na pasmach. Na wstępie zamieszczono układy bardzo proste, które może wykonać każdy, nawet słabo zaopatrzony w sprzęt i mało zaawansowany amator. Wszystkie układy — nawet te najprostsze — zapewniają bez porównania lepsze wyniki niż odbiornik superreakcyjny, i w połączeniu z selektywnym odbiornikiem pozwolą „wydostać" się poza zasięg optyczny.

Następnie podano przykłady rozwiązań bardziej skomplikowanych konwerterów, przeznaczone dla średnio zaawansowanych amatorów pracujących na UKF DX-owo.

2.8.3.2. Proste konwertery dla początkujących

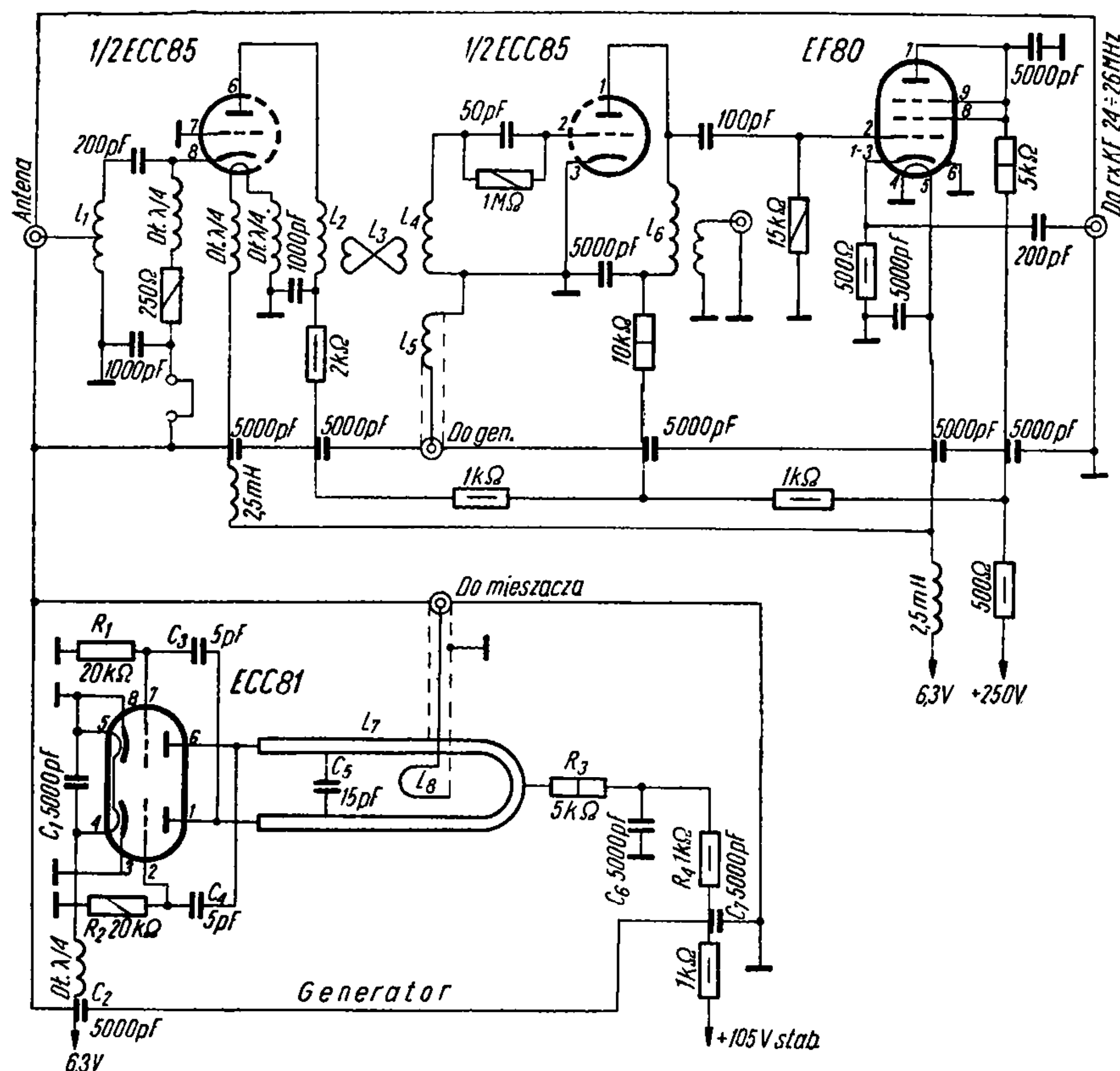
Konwerter przedstawiony na rys. 2-57 pozwala uzyskać współczynnik szumów nie gorszy od 7 dB, przy czym zawiera on tylko 3 lampy. Lampa EF 80 służy jako wtórnik katodowy, dopasowujący konwerter do kabla łączącego go z odbiornikiem. Dla uproszczenia (i zmniejszenia kosztu) można ją pominąć, a kabel łączący sprząc wprost z cewką L_6 za pomocą niskoomowej pętli (linia przerywana).

Konwerter składa się z niewielu elementów, a jego zestrojenie nie nastręcza żadnych trudności.

Jedna trioda ECC 85 pracuje jako wzmacniacz z uziemioną siatką, natomiast druga spełnia rolę mieszacza. Odczep na cewce L_1 należy dobrać eksperymentalnie na najlepszy stosunek sygnału do szumu. Wypadnie on prawdopodobnie w okolicy środka cewki. Cewka L_1 wraz z pojemnościami układu tworzy obwód wejściowy, strojący się zupełnie płasko w zakresie kilkunastu MHz. Spowodowane to jest tłumieniem małą opornością wejściową wzmacniacza z uziemioną siatką.

Równoległe połączenie dławik—kondensator podyktowane jest koniecznością otwierania (zaznaczone zwieraczem) obwodu prądu stałego katody w momencie włączenia nadajnika większej mocy, dla ochrony siatki lampy przed przeciążeniem i uszkodzeniem. Za-

miast narysowanego zwieracza najlepiej zastosować przekaźnik, uruchamiany prądem nadajnika. Zabezpieczenie takie należy stosować we wszystkich konwerterach.



Rys. 2-57. Prosty konwerter na 145 MHz

Wzmacniacz wstępny sprzężony jest z mieszaczem za pomocą filtru pasmowego. Ponieważ w klasycznych filtrach pasmowych przesuwanie jednej cewki w stosunku do drugiej dla osiągnięcia wymaganej krzywej przenoszenia jest ze względów konstrukcyjnych zazwyczaj kłopotliwe, zastosowano sprzężenie pętlą indukcyjną („linkiem"). Rozwiązanie takie pozwala na łatwe dobranie sprzężenia. Po ostatecznym ustaleniu trzeba „link" umocować, np. klejem polistyrenowym.

Taki sposób sprzężenia wzmacniacza z mieszaczem uniemożliwia przedostawanie się a następnie wzmacnianie w mieszaczu sygnałów krótkofalowych, które są minimalnie tłumione mało selektywnym obwodem wejściowym.

Cewki L_2 i L_4 są w rezonansie z pojemnościami lampy i montażu na częstotliwości 145 MHz. Dla ułatwienia strojenia wskazane jest nawinięcie cewek na korpusach z rdzeniami.

Z cewką siatkową mieszacza (L_4) sprzężony jest „link" stanowiący zakończenie kabla koncentrycznego doprowadzającego napięcie z generatora.

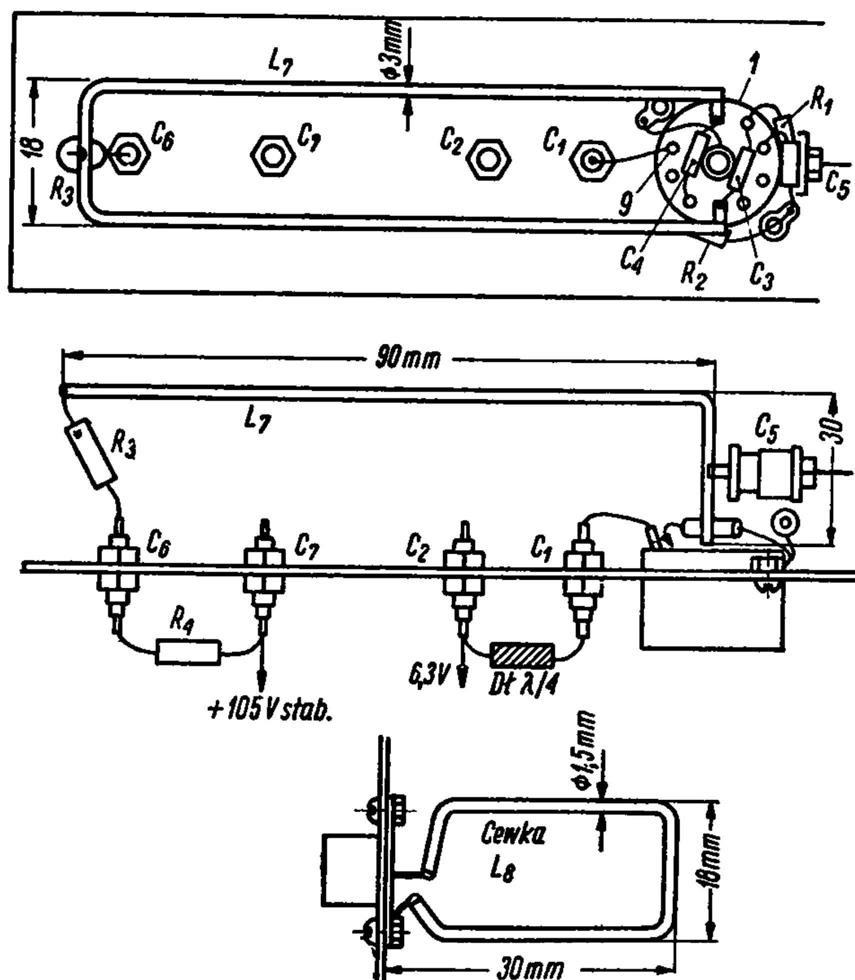
W konwerterze zastosowano generator samowzbudny, pracujący w układzie przeciwsobnym na lampie ECC 81. Częstotliwość drgań generatora wynosi ok. 120 MHz. Obwód strojony generatora stanowi skrócona linia ćwierćfalowa. Duża bezwładność cieplna linii, szeregowe połączenie pojemności lamp, duża pojemność równoległa oraz dokładne ekranowanie zapewniają znaczną stabilność, co umożliwia nawet odbiór telegrafii A1. Generator zasilany jest napięciem stabilizowanym 105 V (stabiliwolt SG3S).

Generator zbudowany jest w oddzielnym pudełku, a jego rozwiązanie konstrukcyjne przedstawiono na rys. 2-58. Przed podaniem na konwerter napięć zasilania należy grid-dip-metrem (GDM) skontrolować częstotliwość poszczególnych obwodów, dostrajając je (rdzeniami) do częstotliwości 145 MHz.

Uruchomienie konwertera zaczyna się od sprawdzenia, czy do podstawek lamp dochodzą napięcia, czy nie ma zwarć lub przebić. Następnie należy włożyć w podstawkę lampę generatora i falomierzem skontrolować jego częstotliwość. Generator zastosowany w tym układzie wzbudza się bardzo łatwo. Gdyby generacje nie wystąpiły, trzeba zwiększyć pojemność kondensatorów C_3, C_4 do 20 pF, ewentualnie więcej.

Po uruchomieniu generatora i ustaleniu jego częstotliwości można włożyć lampę ECC 85, a następnie ustalić sprzężenie generatora z mieszaczem. W tym celu należy włączyć czuły mikroamperomierz (0,25 μA) między „zimny" koniec cewki L_4 a masę i następnie ustawić sprzężenie na największy prąd siatkowy. Z braku tak czułego przyrządu można włączyć miliamperomierze w obwód prądu anodowego mieszacza (między „zimny" koniec cewki L_6 a opornik 10 kΩ) i stroić na minimum wychylenia. W miarę

wzrostu amplitudy napięcia z generatora, prąd anodowy maleje (mieszacz jest tu detektorem siatkowym; wzrost sygnału na siatce powoduje wzrost ujemnego napięcia wskutek spadku napięcia na oporniku siatkowym, od wyprostowanego prądu siatki). Ostateczną korekcję sprzężenia z generatorem należy jeszcze przeprowadzić w końcowej fazie strojenia.



Rys. 2-58. Rozwiązanie konstrukcyjne generatora w konwerterze z rys. 2-57

Wyjście konwertera łączy się teraz kablem koncentrycznym z wejściem odbiornika KF dla dostrojenia obwodu p.cz. w konwerterze (cewka L_6 z pojemnościami lamp i montażu). W tym celu na siatkę lampy mieszacza podaje się sygnał z grid-dip-metra o częstotliwości środkowej pasma m.cz. W opisywanym konwerterze, p.cz. leży w zakresie 24÷26 MHz; grid-dip-meter należy ustawić na częstotliwość 25 MHz i zbliżyć do lampy mieszacza.

Na wyjście odbiornika włączyć jakikolwiek miernik napięcia

lub prądu zmiennego i pokręcając rdzeniem cewki L_6 uzyskać maksimum wskazań miernika. Jeżeli odbiornik posiada S-meter, to miernik na wyjściu jest niepotrzebny, gdyż można stroić na maksimum wskazań S-metra.

Ostatnim etapem jest zestrojenie obwodów w lampie wzmacniacza wejściowego (L_1, L_2) oraz obwodu wejściowego w mieszaczu (L_4). W najprostszy sposób można to wykonać również przy pomocy grid-dip-metra, ustawionego na częstotliwość 145 MHz. W pierwszej fazie strojenia cewkę grid-dip-metra można silnie sprząc z cewką L_1 i uzyskać maksimum wskazań miernika na wyjściu rx-a (ew. S-metra). Następnie należy zmniejszyć sprzężenie L_1 z GDM tak, aby sygnał był ledwo słyszalny i dokładnie zestroić cewki L_1, L_2, położenie „linka" — L_3 i cewkę L_4 na maksimum wskazań S-metra.

Dokładniejszy sposób strojenia za pomocą generatora szumów zostanie omówiony przy opisie innych, bardziej czułych konwerterów.

Dane dotyczące cewek zastosowanych w konwerterze i sposób ich nawinięcia:

L_1 — 4 zwoje, drut Cu Ag ϕ 1 mm, ϕ nawinięcia 10 mm, długość cewki 6 mm;

L_2 — 4 zwoje, drut Cu Ag ϕ 1 mm, ϕ nawinięcia 10 mm, długość cewki 8 mm;

L_3 — po 1 zwoju, drut ϕ 0,5 mm w igelicie, ok. 3 mm od „zimnych" końców cewek L_3 i L_4;

L_4 — 3,5 zwoja, drut Cu Ag ϕ 1 mm, ϕ nawinięcia 10 mm, długość cewki 6 mm;

L_5 — 1 zwój, drut ϕ 0,5 mm w igelicie, na „zimnym" końcu cewki L_4;

L_6 — w rezonansie z pojemnościami lamp i montażu, można zastosować cewkę z toru p.cz. fonii odbiornika TV bez pojemności równoległej;

L_7 — linia ćwierćfalowa składa się z dwóch prętów Cu Ag ϕ 3 mm, długość linii 12 cm, odstęp między prętami — 18 mm;

L_8 — pętla z drutu Cu Ag ϕ 1,5 mm, długość 30 mm;

Dl — dławiki $\lambda/4$, 46 cm drutu DNE ϕ 0,3 mm nawinięte na ϕ 6 mm.

Sposób wykonania i montażu indukcyjności L_7 i L_8 pokazano na rys. 2-58.

Jeszcze prostszy od poprzednio opisanego układ konwertera przedstawiono na rys. 2-59. W konwerterze pracują dwie lampy: ECC 91 — mieszacz w układzie przeciwsobnym oraz ECC 81 —



Rys. 2-59. Konwerter na pasmo 2 m

generator pracujący również w układzie przeciwsobnym na częstotliwości 110÷130 MHz w zależności od p.cz., którą wybiera się na wyjściu. Konwerter nie ma wzmacniacza wstępnego, antena sprzężona jest bezpośrednio z mieszaczem.

Konwerter doskonale nadaje się do lokalnych łączności fonicznych, a przy starannym wykonaniu heterodyny i zasilaniu dobrze stabilizowanym napięciem umożliwi nawet odbiór telegrafii A1.

Cewka L_1 ma 6 zwojów drutu Cu Ag ϕ 1 mm, nawiniętych na ϕ 12 mm z odczepem w środku. Cewka antenowa L_a ma 2 zwoje umieszczone symetrycznie w środku cewki L_1. Sprzężenie między tymi cewkami powinno być dosyć silne, przez co uzyska się wzrost czułości konwertera.

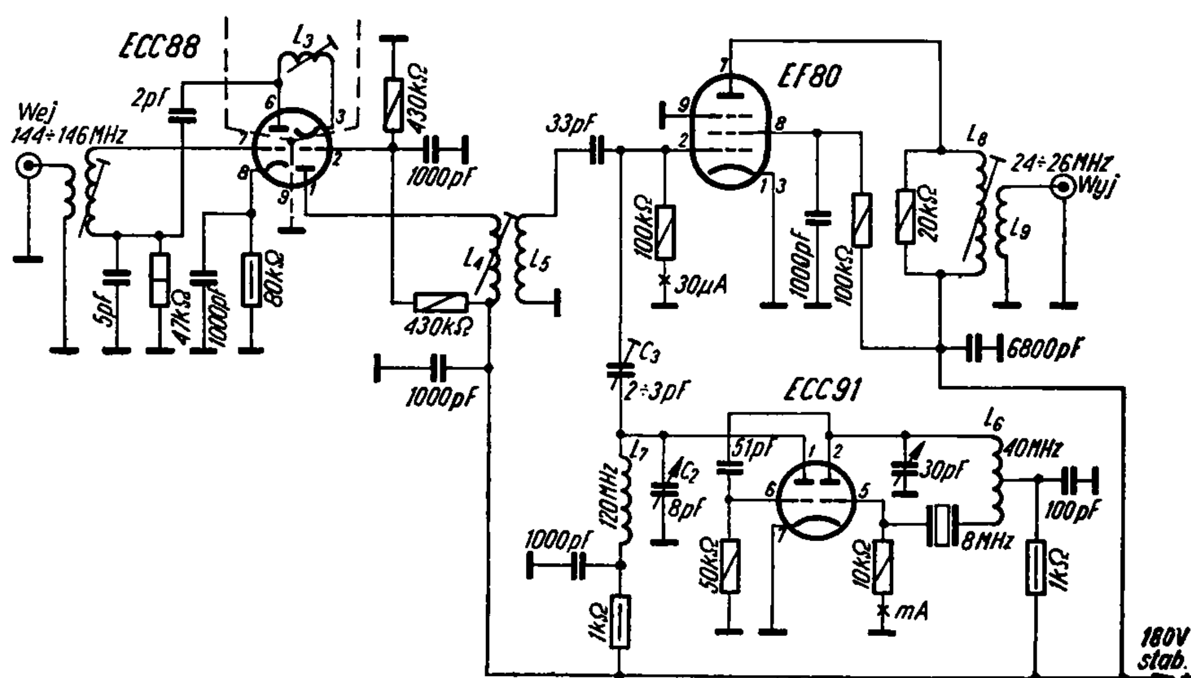
Cewka L_2 ma 4 zwoje drutu Cu Ag ϕ 2 mm, nawinięte na ϕ 12 mm. Cewka sprzęgająca L_s ma 1÷2 zwojów, a jej sprzężenie z L_2 trzeba ustawić w podobny sposób jak w poprzednio opisanym układzie. Obwód L_3 C_3 może być konstruowany dowolnie w zależności od wybranej p.cz. Cewka sprzęgająca $L_{p.cz.}$ ma 3 lub

więcej zwojów, w zależności od impedancji wejściowej rx-a KF, z którym konwerter współpracuje. Kondensator C_1 ustawia się na stałe w takim położeniu, aby jego pojemność wraz z cewką L_1 tworzyła obwód nastrojony na środek pasma (145 MHz).

Przestrajanie kondensatora C_1 ma niewielki wpływ na zmianę czułości, ponieważ obwód L_1 C_1 ma stosunkowo małą dobroć, co jest spowodowane silnym sprzężeniem z anteną.

Opisany konwerter jest tak prosty w budowie, że nawet początkujący amator jest w stanie wykonać go w jeden wieczór, mając podstawowy przyrząd, jakim jest grid-dip-meter.

Konwerter pokazany na rys. 2-60 jest również łatwy do skonstruowania, lecz wymaga już posiadania kwarcu do heterodyny. Natomiast parametry jego są bez porównania lepsze niż poprzednio opisanego układu. Wzmacniacz kaskodowy na wejściu i heterodyna sterowana kwarcem umożliwiają odbiór słabych sygnałów telegraficznych.



Rys. 2-60. Prosty konwerter kwarcowy na pasmo 145 MHz

Sygnał z anteny doprowadzany jest do cewki L_1 i, po przetransformowaniu przez cewkę L_2, do siatki wzmacniacza pracującego w układzie zneutralizowanej kaskody. Ten rodzaj neutralizacji (mostkowy) jest bardzo dogodny (szczególnie dla początku-

jącego amatora) ze względu na prostotę wykonania, a jednocześnie zapewnia kaskodzie pracę bez tendencji do wzbudzania. Zmierzone wzmocnienie pierwszego stopnia wynosiło 24 dB przy szerokości przenoszonego pasma ok. 3 MHz.

Sygnał 145 MHz po wzmocnieniu przez lampę *L1* jest doprowadzony do siatki lampy mieszacza *L2* (EF 80). Kaskoda ECC 88 jest sprzężona z mieszaczem za pomocą filtru pasmowego L_4—L_5.

Heterodyna pracuje na jednej lampie ECC 91. Prawa trioda jest overtonowym generatorem kwarcowym z obwodem L_6, C_1) w anodzie, dostrojonym do piątej harmonicznej kwarcu. Częstotliwość płytki kwarcowej wynosi 8 MHz, więc obwód anodowy dostraja się do częstotliwości 40 MHz. Druga trioda (lewa na schemacie) jest potrajaczem i w anodzie uzyskuje się częstotliwość 120 MHz — obwód L_7, C_2.

Uruchomienie konwertera rozpoczyna się od ustalenia właściwej częstotliwości heterodyny, oczywiście po uprzednim sprawdzeniu, czy w układzie nie ma żadnych zwarć i pomyłek w montażu.

W szereg z opornikiem siatkowym generatora (od strony chassis) należy włączyć miliamperomierz i po doprowadzeniu napięcia anodowego, stwierdzić występowanie generacji (prąd siatki). Na wszelki wypadek częstotliwość należy skontrolować falomierzem, a ton odbiornikiem.

Ustawienie generatora overtonowego na właściwą częstotliwość przeprowadza się następująco: Najpierw przestraja się obwód generatora; jeżeli w całym zakresie strojenia występują drgania (wskazywane przez istnienie prądu siatki), należy zmniejszyć sprzężenie zwrotne aż do zaniku drgań. Sprzężenie zwrotne można zmniejszać przez przesuwanie w dół odczepu na cewce L_6. Następnie, znów powoli przestraja się obwód; w pewnym miejscu — i tylko w jednym — powinien się pojawić prąd siatki. Tu właśnie występują drgania overtonowe. Falomierzem lub GDM należy skontrolować ich częstotliwość. Kontrolę tę przeprowadza się od razu na piątej harmonicznej, ponieważ w układzie overtonowym nie wystąpi żaden sygnał o częstotliwości podstawowej kwarcu. Po upewnieniu się, że generator pracuje na właściwej częstotliwości, zbliżamy falomierz do obwodu anodowego potrajacza (cewka L_7), kontrolując częstotliwość po potrojeniu. Dokładne do-

strojenie obwodu potrajacza do częstotliwości 120 MHz przeprowadza się zmianą pojemności kondensatora C_2.

Mając zestrojony generator, można przystąpić do strojenia następnego stopnia, którym jest mieszacz. W szereg z opornikiem siatkowym mieszacza (100 kΩ) trzeba włączyć mikroamperomierz i dostroić kondensatorem C_2 na maksimum prądu siatki lampy EF 80. Prąd ten powinien wynosić ok. 30 μA w celu zapewnienia właściwego punktu pracy mieszacza. Jeżeli nie można uzyskać wymaganego prądu, trzeba zwiększyć kondensator sprzęgający C_3 o 1÷2 pF.

W opisywanym modelu napięcie heterodyny na siatce mieszacza wynosiło 2,9 V. Po ustaleniu właściwego punktu pracy mieszacza trzeba ponownie grid-dip-metrem sprawdzić częstotliwość wyjściową heterodyny. GDM powinien dokładnie pokazywać częstotliwość 120 MHz, w przeciwnym bowiem razie obwód L_7 C_2 dostrojony jest do innej harmonicznej.

Teraz pozostaje zestroić obwody wzmacniacza kaskodowego i mieszacza oraz wyjściowy filtr p.cz. Filtr p.cz. (L_8, L_9) należy dostroić na maksimum sygnału w głośniku lub wg wskazań S-metra w odbiorniku KF. Czynność tę można wykonać w ten sposób, że na siatkę mieszacza (EF 80) dołącza się antenę i, znalazłszy jakiś silny sygnał w pasmie 24÷26 MHz, dostraja się obwody L_8 i L_9. Można również posłużyć się sygnałem z grid-dip--metra.

Obwody wzmacniacza wstępnego i mieszacza najlepiej byłoby zestroić przy użyciu wobulatora lub generatora sygnałowego; z braku tych przyrządów można posłużyć się sygnałem z pierwszych stopni Tx-a UKF lub sygnałem bliskiego korespondenta. Nieocenione usługi może oddać dobry grid-dip-meter.

Tak zestrojony konwerter jest w zasadzie gotowy do pracy. Można jeszcze dobrać sprzężenie cewek L_1 i L_2 oraz poprawić zestrojenie cewek L_2 i L_3 na minimum szumów przy użyciu generatora szumow.

Konstruując konwerter należy przestrzegać zasad montażu UKF, co przejawi się m. in. przedzeleniem przegródkami cokołu lampy ECC 88 w celu oddzielenia od siebie cewek L_2, L_3, L_4 (linia przerywana na schemacie).

Dane dotyczące cewek zastosowanych w konwerterze i sposób ich nawinięcia:

L_1 — 2 zwoje, drut ⌀ 0,5 mm w igelicie, nawinięta na cewce L_2 od strony „zimnego końca";

L_2 — 7,5 zwoju, drut CuAg ⌀ 0,8 mm, ⌀ nawinięcia 7,5 mm, długość cewki 12 mm, nawinięta na korpusie (z rdzeniem) z odbiornika TV;

L_3 — 7 zwojów, drut i korpus jak L_2, długość cewki 10 mm;

L_4 — 7,5 zwoju, drut i korpus jak L_2, długość cewki 10 mm;

L_5 — 7 zwojów, drut i korpus jak L_2, długość cewki 5 mm;

L_6 — 10 zwojów, drut CuAg ⌀ 1 mm, odczep na czwartym zwoju licząc od strony kwarcu, nawinięta na korpusie ceramicznym ⌀ 10 mm, długość cewki 30 mm, odstęp między zwojami 2 mm;

L_7 — 5 zwojów, powietrzna, drut CuAg ⌀ 1 mm, ⌀ nawinięcia 14 mm, odstęp między zwojami 3 mm;

L_8 — 30 zwojów, drut DNE ⌀ 0,15 mm, korpus jak w L_2, uzwojenie zwój przy zwoju, indukcyjność 4,8 μH bez rdzenia 13 μH z rdzeniem;

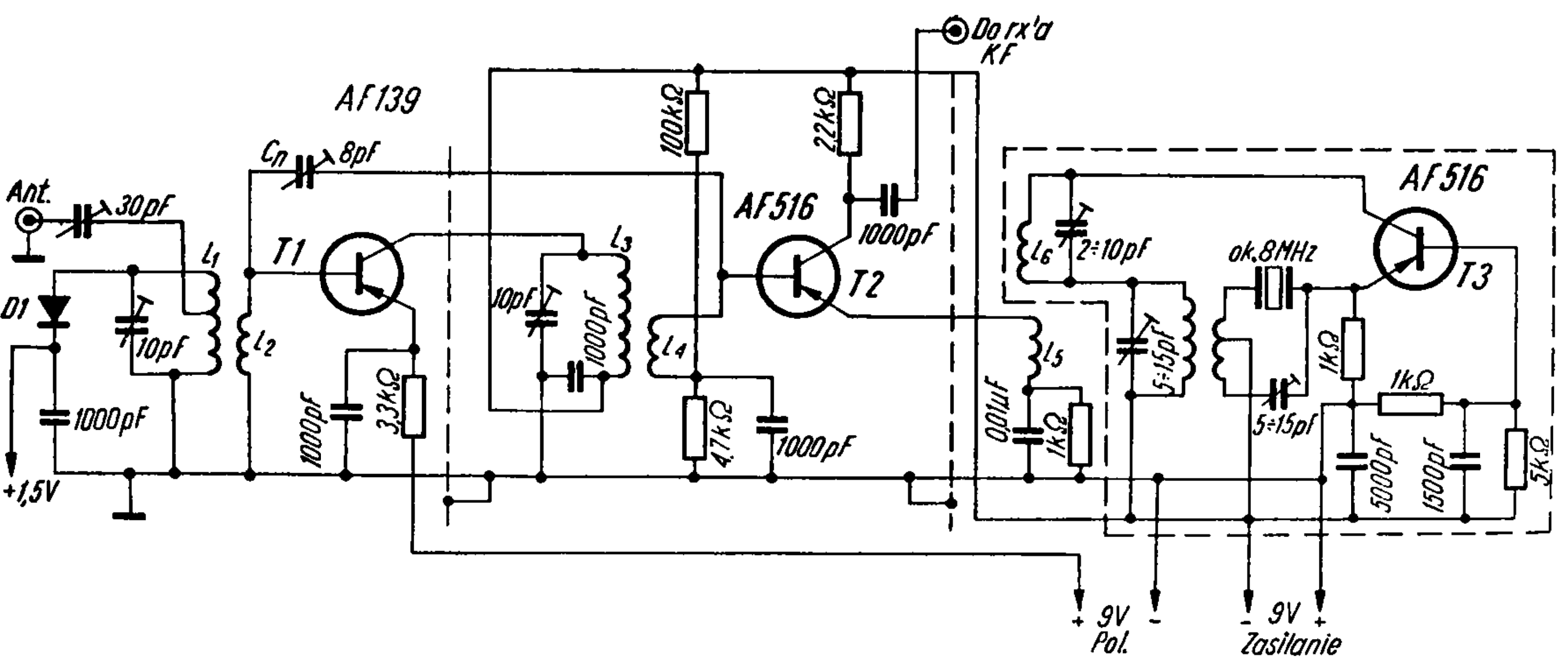
L_9 — 3 zwoje, drut ⌀ 0,5 mm w igelicie, nawinięta na L_8.

Pobór prądu anodowego konwertera z zasilacza przy U_a=180 V wynosił 35 mA, prąd żarzenia przy $U_ż$=6,3 V — 1,15 A.

Kwarc w generatorze niekoniecznie musi mieć częstotliwość 8 MHz, można stosować kwarce o częstotliwościach 7,95÷8,05 MHz bez wprowadzania zmian w obwodach konwertera. Kwarc 8 MHz ma tę zaletę, że uzyskuje się dogodny odczyt częstotliwości ze skali rx-a KF, tzn. 144 MHz odpowiada 24 MHz na skali, 145 MHz — 25 MHz itd.

W ostatnich latach szerokie zastosowanie w układach UKF znajdują tranzystory. Dzięki niewielkim wymiarom, dużej trwałości i odporności na wstrząsy oraz dzięki temu, że wymagają niewielkich napięć zasilających tranzystory doskonale nadają się do wszelkiego rodzaju urządzeń amatorskich, szczególnie przenośnych.

Prosty konwerter pracujący na trzech tranzystorach przedstawiono na rys. 2-61. Pierwszy stopień konwertera na tranzystorze *T1* AF 139 w układzie z uziemionym emiterem pracuje jako zneutralizowany wzmacniacz wielkiej częstotliwości. Antena do-



Rys. 2-61. Konwerter tranzystorowy na pasmo 145 MHz

łączona jest kablem koncentrycznym (72 Ω) do odczepu cewki L_1 w takim punkcie, żeby przekładnia między L_1 i L_2 wynosiła 1 : 1. Z punktu widzenia przenoszenia mocy strojenie obwodu w bazie nie daje zysku, lecz istniejący tam obwód korzystnie wpływa na selektywność i zwiększa impedancję wejściową konwertera, co umożliwia włączenie diody *D1*. Dioda przeznaczona jest do zabezpieczenia tranzystora *T1* przy współpracy konwertera z nadajnikiem, ponieważ w przypadku przesterowania złącze baza-emiter tranzystora łatwo ulega uszkodzeniu. Napięcie emitera uzyskuje się z oddzielnej baterii. Można zastosować potencjometryczną metodę stabilizacji napięcia, ale wymaga to trzech dodatkowych elementów.

Przez obwód L_3, L_4 napięcie ze wzmacniacza podawane jest na bazę tranzystora *T2* AF 516 (prod. krajowej), który jest mieszaczem. Mieszacz pracuje w układzie ze wspólnym emiterem, na który za pośrednictwem cewki L_5 podawane jest napięcie z heterodyny. Heterodyna pracuje na jednym tranzystorze AF 516 w układzie generatora overtonowego. Taki układ heterodyny omówiono w punkcie 2.8.2 (rys. 2-40).

Układ jest bardzo prosty i po prawidłowym montażu oraz zestrojeniu obwodów grid-dip-metrem powinien pracować zadowalająco. Sprzężenie z odbiornikiem wykonane jest w bardzo prosty sposób (z opornika R_5, przez kondensator C_8), co dla dobrej pracy wymaga, aby konwerter znajdował się możliwie blisko odbiornika (jak najkrótszy kabel łączący).

Dane dotyczące cewek zastosowanych w konwerterze i sposób nawinięcia:

L_1 — 4 zwoje, drut CuAg ⌀ 1 mm, ⌀ nawinięcia 8 mm, długość cewki 16 mm, odczep ok. 1,5 zwoju od strony chassis;

L_2 — 1 zwój, drut w igelicie ⌀ 0,7 mm, umieszczona wewnątrz L_1 od strony chassis;

L_2 — 4 zwoje, drut CuAg ⌀ 1 mm, ⌀ nawinięta 8 mm, długość cewki 16 mm;

L_4 — 2 zwoje, drut ⌀ 0,7 mm w igelicie, umieszczona wewnątrz L_3 od strony chassis;

L_5 — 1 zwój, drut ⌀ 1 mm w igelicie, w odległości 4 mm od strony „zimnego” końca L_6.

Obwody strojone są trymerami powietrznymi — kubkowymi (Philips) o pojemności 3÷30 pF.

2.8.3.3. Konwertery do pracy DX-owej

Schemat konwertera o małej liczbie szumowej pokazany na rys. 2-62 doskonale nadaje się do pracy DX-owej w pasmie 2 m. Konwerter nie zawiera żadnych elementów nieosiągalnych na naszym rynku i może go skonstruować średnio zaawansowany amator UKF-owiec.

Na wejściu konwertera znajduje się specjalna trioda UKF — EC 88, pracująca w układzie z uziemioną siatką. Dzięki użyciu tej lampy uzyskuje się bardzo dobry stosunek sygnału do szumu. Przy dobrym zestrojeniu i zastosowaniu właściwych elementów, można uzyskać liczbę szumową 1,4 kT_0.

Sygnał z anteny podawany jest na katodę wejściowego wzmacniacza przez obwód typu Π, dopasowujący oporność anteny (60 Ω) do oporności wejściowej lampy, wynoszącej ok. 80 Ω. Przy oporności anteny wynoszącej 75 Ω dopasowanie istnieje w zasadzie i bez tego obwodu, lecz dla poszczególnych egzemplarzy lamp może ono dość znacznie różnić się od optymalnego. Wzmocniony sygnał w.cz. jest podawany przez filtr pasmowy na siatkę lampy ECC 88, pracującej w układzie kaskody. Prąd anodowy lewej triody jest stabilizowany dzięki zastosowaniu „sztywnego" zasilania siatki lewej triody przez dzielnik R_1 R_2. Cewka L_4 tworzy wraz z pojemnościami obu triod obwód typu Π, dopasowujący oporność wyjściową lewej triody do oporności wejściowej prawej triody. Nie stosuje się tu neutralizacji ze względu na dobre wzajemne odekranowanie systemów triodowych EC 88 oraz dodatkowe ekranowanie na podstawce lampy.

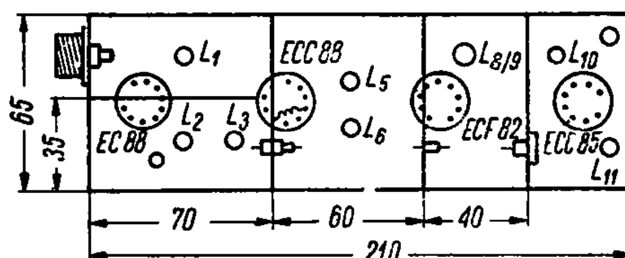
Sprzężenie między mieszaczem a kaskodą odbywa się również przez filtr pasmowy. Lampą mieszającą jest pentoda ECF 82 (lepsza byłaby E80CF), której nachylenie charakterystyki przemiany S_p=2,4 mA/V. Trioda tej lampy służy jako wtórnik katodowy, z którego odbiera się napięcie p.cz.

Heterodynę stanowi jedna z wersji popularnego generatora overtonowego Butlera. W oryginalnym układzie zastosowano kwarc overtonowy 61,5 MHz. Obwód L_{10} C_{10} dostraja się do podanej

Rys. 2-62. Konwerter do pracy DX-owej na pasmo 145 MHz

częstotliwości overtonowej kwarcu, a obwód L_{11} C_{11} — do drugiej harmonicznej tej częstotliwości. Dobroć obwodu C_{10} L_{10} powinna być mniejsza od 100, dobroć obwodu L_{11} C_{11} powinna być możliwie duża dla stłumienia pozostałych harmonicznych. Z tego też powodu obwód L_{11} C_{11} jest sprzężony z mieszaczem pętlą indukcyjną („linkiem").

Chassis konwertera wykonuje się z blachy mosiężnej 1 mm według wymiarów podanych na rys. 2-63. Ekrany wewnętrzne są przylutowane bezpośrednio do ścian chassis, co dla właściwego



Rys. 2-63. Rozmieszczenie elementów na chassis konwertera z rys. 2-62

wykonania tej czynności wymaga użycia lutownicy o mocy przynajmniej 250 W. W razie braku blachy mosiężnej można użyć blachy stalowej, ale bardzo wskazane jest jej posrebrzenie.

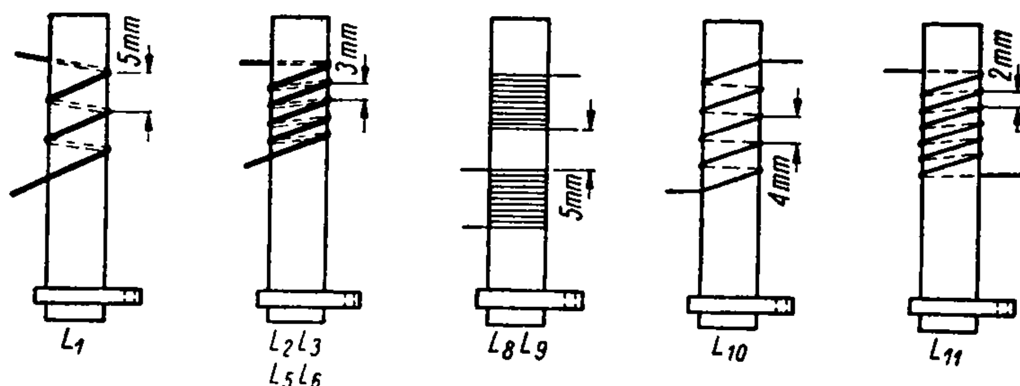
Przy wykonywaniu uziemień należy zwracać uwagę na jak najkrótsze ich prowadzenie do masy lub do ekranów wewnętrznych. W trzech środkowych przegródkach powinno znajdować się tylko po jednym otworze, co umożliwia już przeprowadzenie sygnału, napięcia z dzielnika R_1 R_2 oraz „linka". Wysokość chassis jest określona przez wysokość użytych korpusów cewek. W układzie modelowym użyto korpusów o średnicy 7 mm i wysokości 35 mm, co narzuciło wysokość chassis równą 45 mm.

Ustawienie cewek i lamp konwertera jest pokazane na rys. 2-63. Dla możliwie najskuteczniejszego oddzielenia poszczególnych stopni od siebie wskazane jest stosowanie kondensatorów przepustowych do blokad.

Cewki obwodu wejściowego „Π" i filtrów pasmowych nawija się drutem CuAg. Odstęp osi cewek filtrów pasmowych powinien wynosić 20 mm przy średnicach korpusów 7 mm. Sposób nawinięcia cewek przedstawiono na rys. 2-64.

Po zmontowaniu układu i sprawdzeniu prawidłowości montażu

uruchamia się kolejno poszczególne stopnie, poczynając od heterodyny. W tym celu w doprowadzenie zasilania obu anod ECC 85 włącza się miliamperomierz 10 mA. Przy całkowicie wykręconym rdzeniu L_{11} wkręca się powoli rdzeń L_{10} do uzyskania ostrego



Rys. 2-64. Sposób wykonania cewek konwertera z rys. 2-62

spadku prądu, co oznacza dostrojenie obwodu L_{10} C_{10} do częstotliwości overtononowej kwarcu. Następnie powoli wkręca się rdzeń do cewki L_{11} również do uzyskania spadku prądu, który będzie tu mniejszy niż przy strojeniu obwodu L_{10} C_{10}. Obwody te można zestroić wstępnie przy pomocy GDM.

Następną czynnością jest zestrojenie wzmacniacza w.cz. Miliamperomierz włącza się teraz w doprowadzenie zasilania anody ECC 88, a z wejściem wzmacniacza sprzęga się wyjście generatora w.cz. dającego sygnał 145 MHz. Przy rezonansie obwodu wyjściowego uzyskuje się spadek prądu anodowego. Przy strojeniu cewki L_3 miernik włącza się w obwód lampy *L2,* z której należy odłączyć napięcie anodowe, po czym obwód zestraja się na maksimum prądu. Maksimum to można jeszcze nieco podwyższyć, odpowiednio podstrajając cewkę L_2.

Przy zestrajaniu filtru L_5 L_6 wskaźnikiem dostrojenia cewki L_6 jest maksimum prądu katodowego lampy *L4*. Dalszy wzrost wskazań uzyskuje się przez rozciąganie lub ściskanie uzwojenia cewki.

Następną czynnością jest zestrojenie filtru p.cz. W tym celu generator dostrojony do częstotliwości 21,5 MHz włącza się na siatkę mieszacza, a w doprowadzenie anody *L4* włącza się miliamperomierz. Cewkę L_8 dostraja się teraz na minimum prądu anodowego, następnie generator przestraja się na częstotliwość 22,5 MHz, odłącza się zasilanie od anody lampy *L5*, a w jej katodę

włącza się miliamperomierz. Cewkę L_9 zestraja się na maksimum prądu katodowego.

Nieco kłopotliwe jest dokładne zestrojenie obwodu wejściowego. W tym celu na wejście konwertera połączonego ze współpracującym odbiornikiem KF włącza się antenę, odbiornik dostraja się do słabego sygnału i strojąc trymerami C_2 i C_3 uzyskuje się najlepszy stosunek sygnału do szumu.

Dane dotyczące cewek zastosowanych w konwerterze i sposób ich nawinięcia:

L_1 — 3 zwoje, drut CuAg ⌀ 2 mm, ⌀ nawinięcia 7 mm, na korpusie bez rdzenia;

L_2, L_3, L_5, L_6 — 5 zwojów, drut CuAg ⌀ 2 mm, ⌀ nawinięcia 7 mm, na korpusach z rdzeniami, odstęp między osiami cewek w filtrach pasmowych 20 mm;

L_4 — 7 zwojów, drut DNE ⌀ 0,8 mm, ⌀ nawinięcia 5 mm, nawinięta samonośnie (powietrzna);

L_7 — 2 zwoje, drut ⌀ 0,5 mm w igelicie, nawinięta na korpusie cewki L_6 od strony „zimnego" końca;

L_8, L_9 — 21 zwojów, drut DNE ⌀ 0,3 mm, ⌀ nawinięcia 7 mm, na korpusie z rdzeniem, uzwojenia nawinięte zwój przy zwoju (patrz rys. 2-64);

L_{10} — 4,5 zwoju, drut DNE ⌀ 0,3 mm, ⌀ nawinięcia 7 mm, na korpusie z rdzeniem;

L_{11} — 6,5 zwoju, drut CuAg ⌀ 1 mm, ⌀ nawinięcia 7 mm, na korpusie z rdzeniem;

L_{12} — 2 zwoje, drut DNE ⌀ 0,8 mm, nawinięte na korpusie cewki L_{11} od strony „zimnego" końca;

$Dł_1$ — dławik w.cz. — 25 zwojów, drut DNE ⌀ 0,4 mm, ⌀ nawinięcia 4 mm, zwój przy zwoju sklejony klejem polistyrenowym (bez korpusu);

$Dł_2$, $Dł_3$ — 11 zwojów, drut DNE ⌀ 0,4 mm, nawinięte tak samo jak $Dł_1$.

Odstępy między zwojami i uzwojeniami cewek podane są na rys. 2-64.

W żarzeniu zastosowano dławiki typu FM/T3 produkcji „Polfer", w postaci perełek ferrytowych nakładanych na przewód żarzenia.

Inne rozwiązanie dobrego konwertera do pracy DX-owej poka-

zano na rys. 2-65. W konwerterze pracują łatwo dostępne i tanie lampy. Na wejściu konwertera znajduje się wzmacniacz kaskodowy pracujący na lampie ECC 84. Po kaskodzie następuje jeszcze jeden stopień wzmocnienia w.cz. pracujący w układzie z uziemioną siatką na połówce lampy ECC 81 (można użyć ECC 85). Druga połówka tej lampy została użyta jako mieszacz.

Generator pracuje na częstotliwości 21 MHz w układzie generatora overtonowego (kwarc 7 MHz) na prawej triodzie lampy ECC 81. Lewa trioda tej lampy pracuje jako potrajacz na 63 MHz, sterując triodę *L3* — EC 92 (podwajacz) dającą na wyjściu (cewka L_8) częstotliwość 126 MHz. Częstotliwość pośrednia leży więc w zakresie 18÷20 MHz. Wszystkie cewki konwertera zostały tak dobrane, że rezonans na wymaganej częstotliwości uzyskuje się bez żadnych dodatkowych pojemności (wchodzą tylko pojemności montażu i lamp). Takie rozwiązanie zapewnia pokrycie całego pasma bez przestrajania obwodów.

Rozwiązanie montażowe konwertera pokazano na rys. 2-66. Przy montażu należy stosować się do ogólnie przyjętych zasad konstrukcji UKF, omówionych poprzednio.

Przy uruchomieniu konwertera należy postępować w sposób podany dla poprzednich układów. Dotyczy to również generatora overtonowego, którego sposób właściwego zestrojenia omówiono przy opisie konwertera z rys. 2-60.

Dane dotyczące cewek zastosowanych w konwerterze i sposób ich nawinięcia:

L_1 — 6 zwojów, drut CuAg ⌀ 0,9 mm, ⌀ nawinięcia 10 mm, odczep na 1,5 zwoju od uziemionego końca;

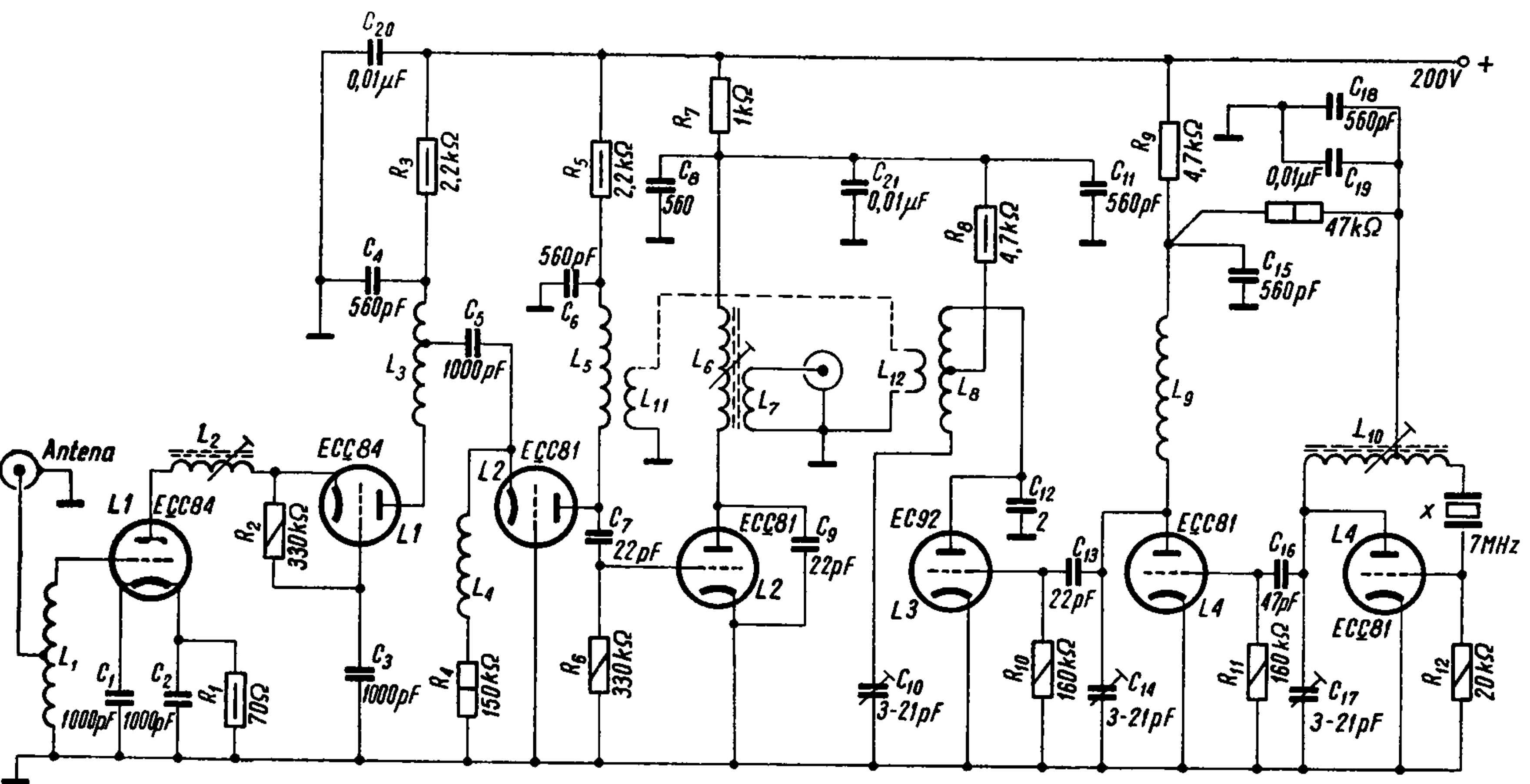
L_2 — 4 zwoje, drut DNE ⌀ 0,7 mm, ⌀ nawinięcia 6 mm, na korpusie polistyrenowym z rdzeniem;

L_3 — 7 zwojów, drut CuAg ⌀ 0,9 mm, ⌀ nawinięcia 10 mm, odczep na 3,5 zwoja od strony „plusa";

L_4 — dławik w.cz. nawinięty drutem DNE ⌀ 0,20 mm, zwój przy zwoju na oporniku 1 MΩ 0,5 W;

L_5 — 5 zwojów, drut CuAg ⌀ 0,9 mm, ⌀ nawinięcia 10 mm;

L_6 — 24 zwoje, drut DNE ⌀ 0,7 mm, Ω nawinięcia 6 mm, na korpusie polistyrenowym z rdzeniem, cewka strojenia na 18÷20 MHz;



Rys. 2-65. Konwerter kwarcowy z wejściem kaskodowym na 145 MHz



Rys. 2-66. Rozmieszczenie elementów konwertera z rys. 2-65

L_7 — 4 zwoje, drut w igelicie ⌀ 0,9 mm, sprzężona z L_6, nawinięta na korpusie L_6 od strony „plusa";

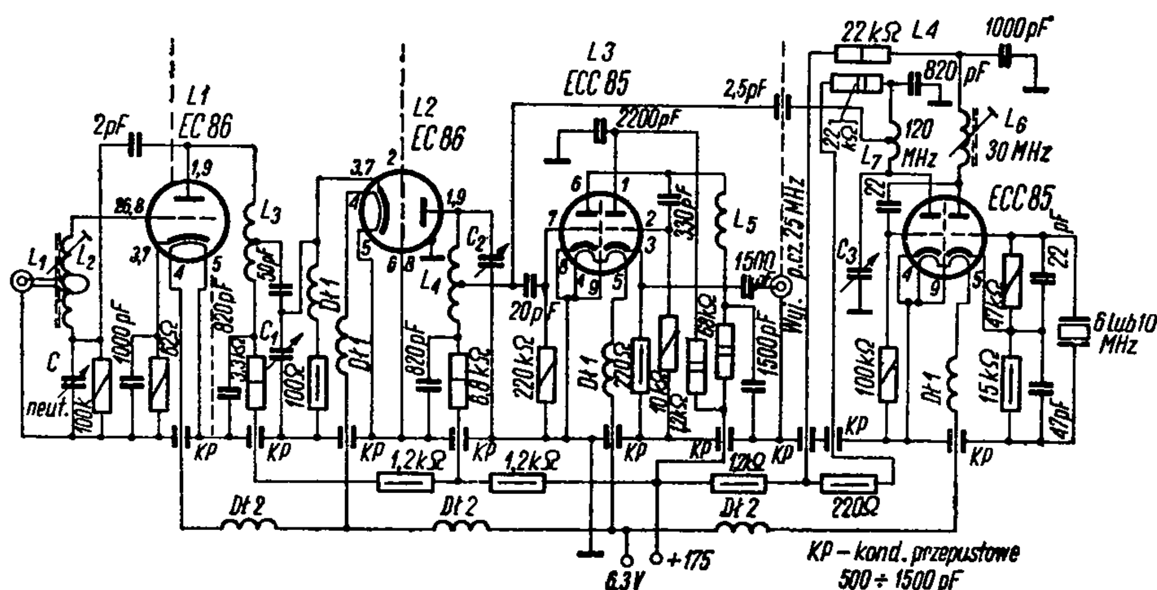
L_8 — 9 zwojów, drut DNE ⌀ 0,9 mm; ⌀ nawinięcia 10 mm, z odczepem na środku;

L_9 — 7 zwojów, drut DNE ⌀ 0,9 mm, ⌀ nawinięcia 10 mm;

L_{10} — 30 zwojów, drut DNE ⌀ 0,5 mm nawinięta na korpusie jak L_2 z odczepem na 5 zwoju od strony kwarcu;

L_{11}, L_{12} — 1 zwój, drut w igelicie ⌀ 0,9 mm, „link".

Bardzo dobry układ konwertera o małych szumach przedstawiono na rys. 2-67. W konwerterze pracują cztery lampy: dwie EC 86 i dwie ECC 85.



Rys. 2-67. Konwerter o niskim poziomie szumów na 145 MHz

Pierwszy stopień pracuje w układzie wzmacniacza kaskodowego na lampach EC 86 (*L1, L2*). Pierwsza trioda kaskody jest zneutralizowana pojemnościowo co jest znacznie łatwiejsze do realizacji niż neutralizacja indukcyjna. Następny stopień kaskody — wzmacniacz z uziemioną siatką — dołączony jest do odczepu na cewce anodowej L_3 pierwszej triody. Taki sposób sprzężenia umożliwia lepsze dopasowanie w porównaniu z układami, w których katoda drugiej triody dołączana jest wprost do anody pierwszej triody.

Wzmacniacz kaskodowy sprzężony jest z mieszaczem pracującym na połówce podwójnej triody ECC 85 — *L3*. Druga trioda tej lampy wykorzystana jest jako wtórnik katodowy, dopasowu-

jący wyjście konwertera do wejścia odbiornika KF. Czwarta lampa *L4*, również ECC 85, pracuje jako sterowana kwarcem heterodyna. W generatorze można zastosować kwarc 6 lub 10 MHz. W anodzie generatora znajduje się obwód dostrojony do częstotliwości 30 MHz, tzn. do trzeciej harmonicznej w przypadku użycia kwarcu 10 MHz i do piątej harmonicznej przy kwarcu 6 MHz. Druga połówka lampy *L4* pracuje w charakterze powielacza z obwodem w anodzie (L_7 C_3), dostrojonym do czwartej harmonicznej sygnału podawanego na siatkę, tj. 120 MHz. Lampa heterodyny (generatora) wraz z obwodami i pozostałymi elementami składo-

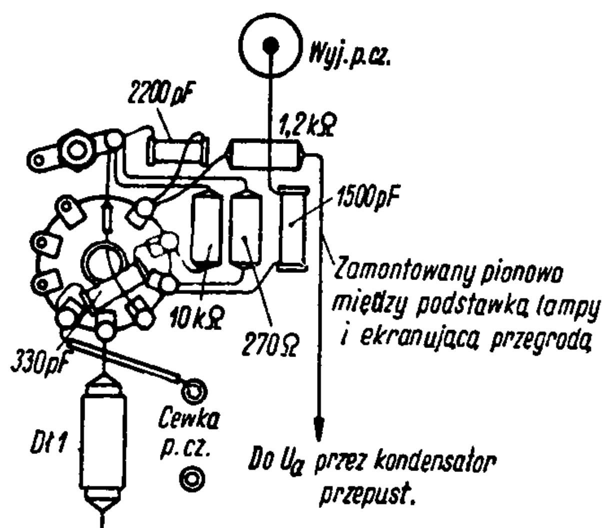
Rys. 2-68. Konstrukcja konwertera z rys. 2-67

a — wymiary chassis i widok z góry na chassis, b — widok od spodu chassis, rozmieszczenie elementów

wymi jest dokładnie ekranowana od reszty układu. Szczególnie dobrze należy odekranować heterodynę od mieszacza. Sprzężenie heterodyny z mieszaczem następuje przez kondensator 2,5 pF, dołączony jednym końcem do odczepu na cewce L_7 a drugim końcem do siatki lampy *L3*.

Rozwiązanie konstrukcyjne konwertera pokazane jest na rys. 2-68a i b. Schemat montażowy (rys. 2-68a), rozmieszczenie elementów i wymiary chassis (rys. 2-68b) narysowane są w skali 1 : 2. Przegródki ekranujące pod spodem chassis wykonane są ze srebrzonej blachy miedzianej o grubości 1 mm. Przegródki powinny mieć taką wysokość, jaką ma chassis, aby po zakryciu chassis od spodu przegródki miały kontakt elektryczny z przykrywką.

Sposób rozmieszczenia elementów wchodzących w skład wtórnika katodowego przedstawiono na rys. 2-69. Kondensator neutra-



Rys. 2-69. Montaż elementów wchodzących w skład wtórnika katodowego konwertera z rys. 2-67

lizacyjny C_{neut} oraz kondensatory dostrojeniowe C_1, C_2, C_3 są zamontowane w taki sposób, że zmiana ich pojemności możliwa jest od góry chassis; są to kondensatory „Philipsa” powietrzne — cylindryczne o pojemności 2÷12 pF.

Dane dotyczące cewek i dławików zastosowanych w kondensatorze oraz sposób ich nawinięcia:

L_1 — cewka sprzęgająca antenę z cewką L_2 — 1 zwój, drut ⌀ 0,9 mm w igelicie, nawinięta na cewce L_2;

L_2 — 6,5 zwoju, drut CuAg ⌀ 1,5 mm, ⌀ korpusu 10 mm, odległość między zwojami cewki 1,5 mm, w korpusie rdzeń;

L_3 — 4,8 zwoju, drut CuAg 1,5 mm, ⌀ nawinięcia 10 mm, odległość między zwojami cewki 2 mm, odczep 1÷1,5 zwoju od strony anody;

L_4 — 3,8 zwoju, drut CuAg ⌀ 1,2 mm, ⌀ nawinięcia 10 mm, odległość między zwojami cewki 2,4 mm, odczep na 0,8÷÷1,3 zwoja od strony anody;

L_5 — cewka p.cz. 30 zwojów, drut DNE ⌀ 0,45 mm, ⌀ korpusu 7 mm, korpus z rdzeniem;

L_6 — cewka generatora (30 MHz) 16,5 zwoju, drut DNE ⌀ 1,2 mm, ⌀ korpusu 12 mm, korpus z rdzeniem;

L_7 — 4,5 zwoju, drut DNE ⌀ 1,2 mm, ⌀ nawinięcia 10 mm, odczep 1÷2 zwojów od strony anody, odstęp między zwojami cewki 3 mm;

Dl_1 — dławik w.cz. 65 cm drutu DNE ⌀ 0,4 mm nawinięte zwój przy zwoju na oporniku ponad 1 MΩ, 0,5 W;

Dl_2 — 65 cm drutu w igelicie ⌀ 0,45 mm, ⌀ nawinięcia 7 mm, zwój przy zwoju, zalane klejem polistyrenowym.

Przed przystąpieniem do uruchomienia konwertera należy zmierzyć prądy anodowe obydwu lamp EC 86, które nie powinny być większe niż 12 mA. W przypadku gdy I_a którejś z EC 86 jest większy, należy zwiększyć jej opornik w katodzie. Obydwa oporniki katodowe tych lamp powinny być bezindukcyjne, najlepiej typu MŁT.

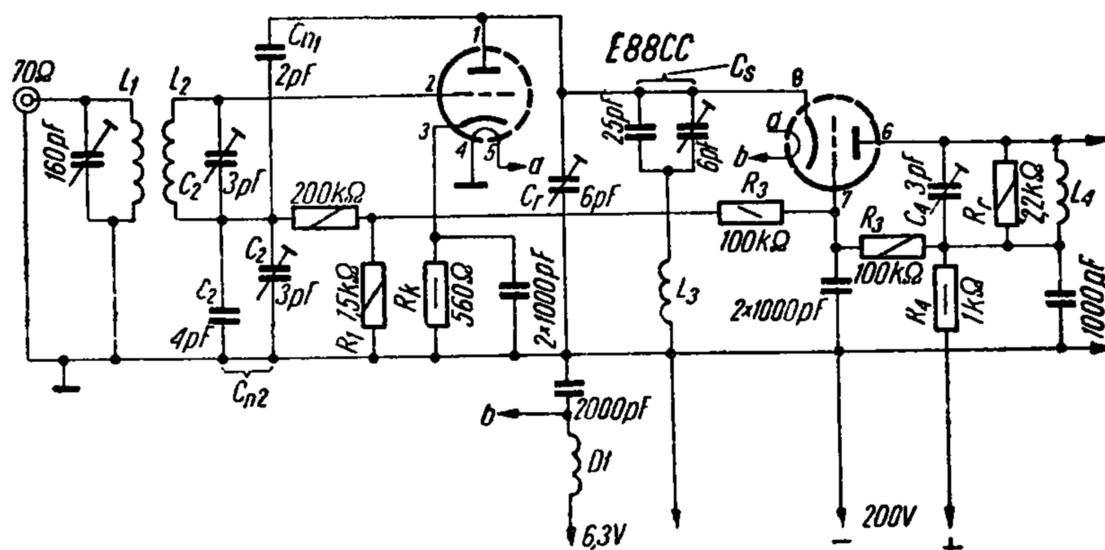
Zestrojenie konwertera jest bardzo proste i można się przy tym kierować wskazówkami podanymi w poprzednich opisach.

2.8.3.4. Wzmacniacze o małym poziomie szumów do konwerterów na pasmo 145 MHz

Stwierdzono już niejednokrotnie, że decydujący wpływ na szumy odbiornika ma szum wnoszony przez pierwszy stopień — wzmacniacz w.cz. Dlatego w wielu przypadkach opłaca się dobudować sam wzmacniacz w.cz. na najnowszych lampach do konwertera zbudowanego wcześniej, kiedy lampy te były nieosiągalne. Pozwoli to na poprawienie liczby szumowej odbiornika bez jego przebudowy.

Schemat wzmacniacza wstępnego, który może być dołączony do każdego konwertera przedstawiono na rys. 2-70. Wzmacniacz pracuje na lampie PCC 88 (ew. E88CC) w układzie kaskodowym.

Na wejściu wzmacniacza znajduje się filtr pasmowy L_1 C_1 i L_2 C_2. Kaskoda jest zneutralizowana w układzie mostka pojemnościowego, który tworzą kondensatory C_{n1}, C_{n2} i wewnętrzne

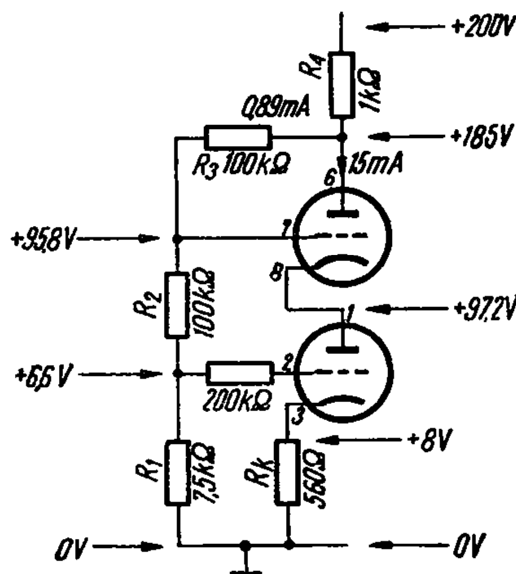


Rys. 2-70. Wzmacniacz kaskodowy do konwerterów na pasmo 145 MHz

pojemności lamp C_{sa} (siatka — anoda) oraz C_{sk} (siatka — katoda). Sprzężenie między oboma stopniami kaskody odbywa się za pośrednictwem obwodu L_3, C_s i C_r, który ma dwie częstotliwości rezonansowe. Rezonans równoległy tego obwodu występuje na częstotliwości pasma odbieranego (145 MHz), a rezonans szeregowy na częstotliwości lustrzanej (przy p.cz. 29,6÷31,6 MHz), tak więc dla napięć o tych częstotliwościach obwód przedstawia zwarcie i nie dopuszcza ich do katody drugiego stopnia wzmacniacza. Obwód wyjściowy konwertera składa się z cewki L_4 i kondensatora C_4. Wyjście tego obwodu dołącza się do wejścia konwertera na pasmo 2 m lub też do wejścia mieszacza. Dobroć obwodu L_4 C_4 jest pogorszona przez równoległe dołączenie opornika R_r niezbędnego dla uzyskania potrzebnej szerokości pasma bez przestrajania obwodu.

Oporniki R_1, R_2, R_3, R_k i R_4 ustalają punkt pracy lampy i chronią ją przed przeciążeniem i zniszczeniem w przypadku wzrostu jej prądu anodowego. Zasada tej metody stabilizacji punktu pracy (patrz rys. 2-71) polega na tym, że na katodzie lampy znajduje się dużo większe napięcie niż wymagane dla danego prądu anodowego. Dla prądu anodowego 14 mA przy napięciu anodowym 90 V

wymagane jest napięcie na siatce —1,4 V (dla E88CC). Natomiast w opisywanym układzie na katodzie występuje napięcie +8 V w stosunku do chassis. Trzeba więc w tych warunkach doprowadzić do siatki napięcia +6,6 V, aby różnica napięć dała potrzebne



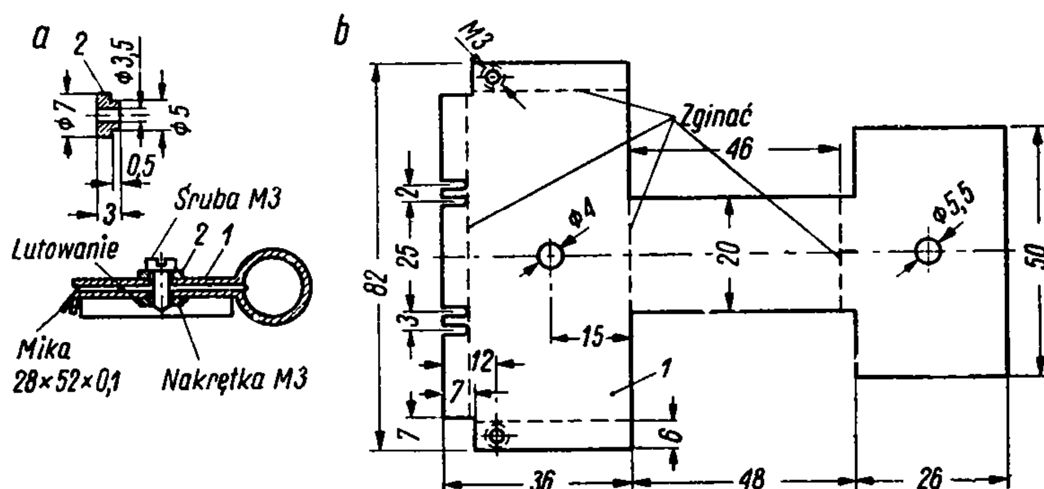
Rys. 2-71. Zasada stabilizacji punktu pracy wzmacniacza z rys. 2-70

napięcie —1,4 V. Zwiększenie opornika katodowego R_k (normalnie 125 Ω, w tym przypadku 560 Ω) umożliwia uzyskanie stabilnej pracy kaskody. Jeżeli z jakiejkolwiek przyczyny wzrośnie prąd anodowy lampy, to zwiększy się spadek napięcia na oporniku R_k, powodując automatycznie wzrost przedpięcia na siatce lampy, a co za tym idzie — zmniejszenie prądu anodowego. Taki sposób stabilizacji znany jest z techniki tranzystorowej, a obecnie stosowany w układach pracujących na lampach z napinanymi siatkami, o dużym nachyleniu charakterystyki.

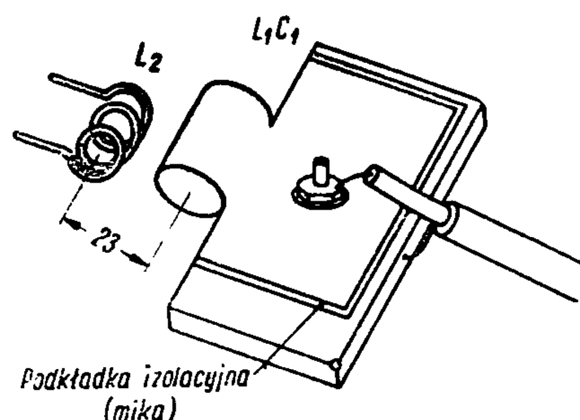
W celu spełnienia warunku odpowiedniej selektywności obwodu wejściowego L_1 C_1 (tzn. płaski wierzchołek i strome zbocza, co ma duży wpływ na szumy własne stopnia) obwód ten ma niespotykany na tych częstotliwościach stosunek L/C. Indukcyjność cewki L_1 wynosi 0,005 μH, a pojemność C_1 ok. 170 pF. Wykonanie tak małej indukcyjności metodami tradycyjnymi jest niemożliwe do zrealizowania. Sposób wykonania takiego obwodu został opisany przez inż. Navratila — OK1VEX w Nr 1 i 2 Amatérskego Radia w roku 1962. Konstrukcję i wymiary obwodu L_1 C_1 podano na rys. 2-72a i b, a wygląd złożonego obwodu L_1 C_1 na rys. 2-73.

Zasadnicze elementy obwodu — cewka i okładziny kondensa-

tora — wykonane są ze srebrzonej blachy mosiężnej o grubości 0,7 mm. Dielektryk kondensatora stanowi płytka mikowa o wymiarach 28×52 mm i grubości 0,1 mm. Podkładkę (element 2) należy wykonać z teflonu, polistyrenu, miki lub też dobrać gotową z ceramiki.



Rys. 2-72. Konstrukcja (a) i wymiary (b) obwodu L_1 C_1
1 — blacha mosiężna 0,7 mm, 2 — izolator (mika)

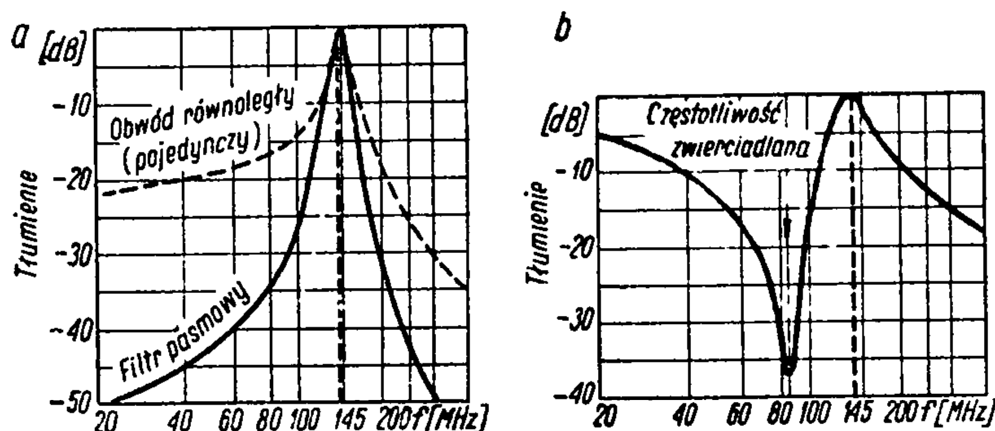


Rys. 2-73. Sprzężenie cewki L_2 z obwodem L_1 C_1

Sprzężenie cewki L_1 z cewką L_2 wykonane jest tak, jak pokazano na rys. 2-73. Charakterystykę obwodu L_1 C_1 pokazano na rys. 2-74a, a obwodu sprzęgającego L_3 C_s na rys. 2-74b.

Uruchomienie wzmacniacza rozpoczyna się od zestrojenia obwodu L_1 C_1 za pomocą grid-dip-metra. Następnie, po podaniu napięć zasilających, należy przystąpić do przeprowadzenia neutralizacji pierwszego stopnia kaskody. W tym celu wzmacniacz dołącza się do zestrojonego konwertera (ew. mieszacza) i odłącza się

napięcie anodowe (podawane na wzmacniacz). Katodę lampy *12* należy połączyć kondensatorem 2 pF z jej anodą. Na wejście wzmacniacza podaje się teraz napięcie o częstotliwości 145 MHz z generatora sygnałuowego, dostrajając pozostałą część konwertera



Rys. 2-74. Charakterystyki obwodów wzmacniacza z rys. 2-70
a — obwód L_1C_1, b — obwód sprzęgający L_3C_8

do tej częstotliwości. Teraz trymerem C_{n2} trzeba ustawić taką wartość pojemności, aby napięcie przenikające na anodę *L1* i katodę *L2* z siatki *L1* było najmniejsze; w tym położeniu C_{n2} należy pozostawić. Z kolei trzeba usunąć kondensator zwierający katodę z anodą *L2* i podać na wzmacniacz napięcie anodowe. Drutem o długości 2 cm zwiera się obwód L_1 C_1 i trymerem C_2 ustawia się maksymalny sygnał na wyjściu odbiornika. Usuwa się następnie zwarcie obwodu L_1 C_1 i rozstraja obwód L_2 C_2 przez dołączenie doń równolegle kondensatora 5 pF, a zmianą pojemności C_1 stroi się na maksimum sygnału na wyjściu rx-a. W ten sposób zakończone jest strojenie obwodu wejściowego L_1 C_1. Następnie powtórnym strojeniem C_r do uzyskania maksimum sygnału na wyjściu przy częstotliwości 145 MHz i C_s — na minimum przy częstotliwości lustrzanej, nastawia się obwód L_3 C_r C_s. Jako ostatnią czynność wykonuje się zestrojenie obwodu L_4 C_4 również na maksimum sygnału mierzonego na wyjściu rx-a.

W ten sposób jest zestrojony cały wzmacniacz; jego liczba szumowa wynosi $3 \div 3{,}5$ kT_0. Jeżeli konstruktor posiada generator szumów, można pokusić się o uzyskanie znacznie lepszych wyników. Wzmacniacz modelowy dokładnie zestrojony generatorem szumów wykazywał liczbę szumową 2,2 kT_0.

Dane dotyczące pozostałych cewek zastosowanych we wzmacniaczu i sposób ich nawinięcia:

L_2 — 3 zwoje, drut Cu ⌀ 1,2 mm, ⌀ nawinięcia 15 mm, długość uzwojenia 7 mm;

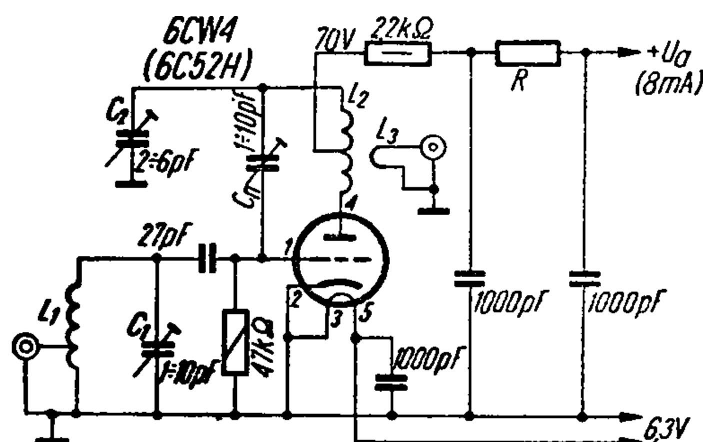
L_3 — 3 zwoje, drut Cu ⌀ 1,2 mm, ⌀ nawinięcia 11 mm, długość cewki 7 mm;

L_4 — 3 zwoje, drut Cu ⌀ 1,2 mm, ⌀ nawinięcia 10 mm, długość cewki 7 mm;

Dł — dławik w.cz. 35 zwojów, drut DNE ⌀ 0,4, ⌀ nawinięcia 5 mm, długość cewki 28 mm.

Wzmocnienie napięciowe wzmacniacza (wejście-anoda *L2*) wynosi 40, wzmocnienie mocy ok. 18 dB, tj. 64 razy. Wzmacniacz pobiera 16 mA ze źródła 200 V i 0,3 A ze źródła 6,3 V.

Doskonały przedwzmacniacz, który poprawi liczbę szumową każdego konwertera, pokazano na rys. 2-75. W układzie tym za-



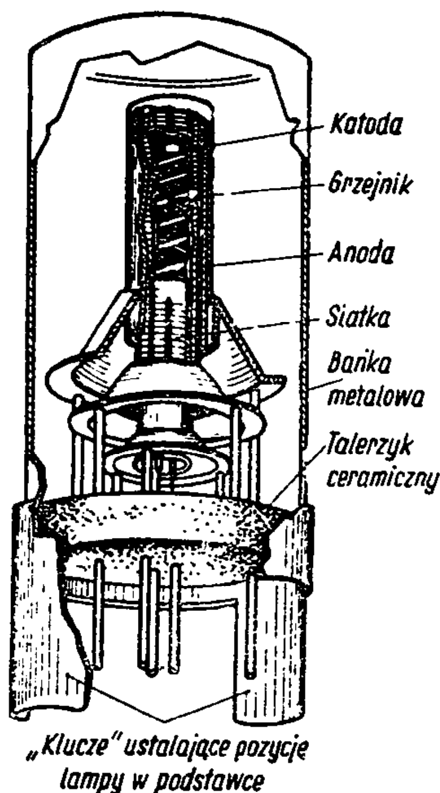
Rys. 2-75. Przedwzmacniacz na nuwistorze

stosowano popularny na zachodzie nuwistor 6CW4 (nieliczne egzemplarze tego nuwistora można spotkać i u nas). Ponadto trzeba wspomnieć, że nuwistory są produkowane w ZSRR (6C51H i 6C52H) i na pewno w niedługim czasie będą popularne również w Polsce.

Nuwistor jest lampą elektronową, przy produkcji której zastosowano nowy układ elektrod oraz nową technikę, będącą poważnym krokiem w kierunku miniaturyzacji. Przy średnicy 11 mm i wysokości 20 mm nuwistor zajmuje tylko jedną dziesiątą objętości, jaką zajmuje konwencjonalna lampa, np. EC 86. Podstawową zaletą techniki nuwistorowej jest jednak to, że wraz z mi-

niaturyzacją wymiarów polepszono zasadniczo parametry elektryczne lampy elektronowej.

Na rysunku 2-76 przedstawiona jest trioda nuwistorowa 6CW4. Jest to uniwersalna trioda o nachyleniu 12,5 mA/V i o dużym współczynniku amplifikacji ($k_a = 68$). Na wspornikach umocowanych w płytce ceramicznej, służącej jednocześnie za cokół, znajdują się elektrody, przyspawane do wsporników w celu uniknięcia naprężeń wewnętrznych. Elektrody mają kształt cylindryczny, a potrójne wsporniki — lejkowaty. Jeden ze wsporników w każdej elektrodzie jest jednocześnie jej wyprowadzeniem — nóżką na cokole służącą do połączenia z podstawką lampową. System elektrod jest umieszczony w bańce metalowej, która łączy się z chasis obok podstawki.



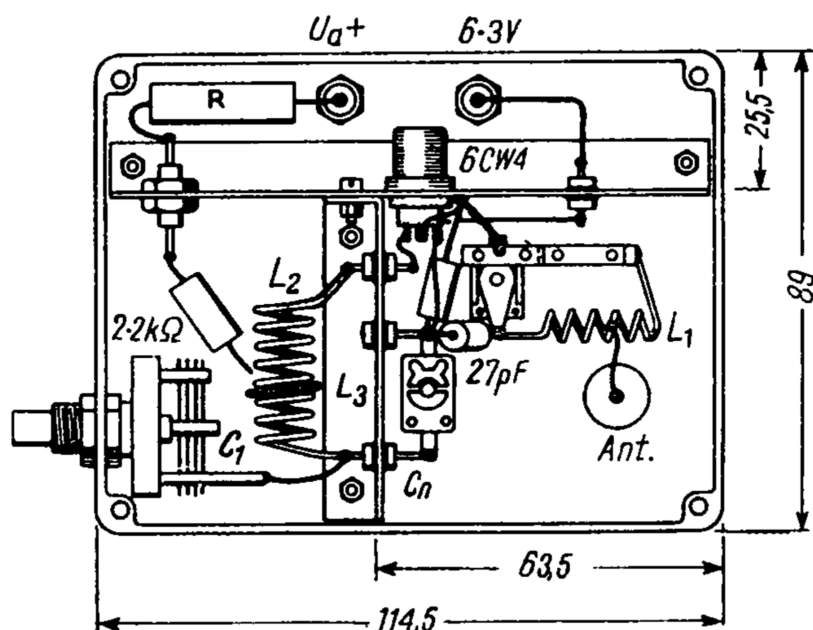
Rys. 2-76. Budowa triody nuwistorowej 6CW4

Samonośny system lampy nie zawiera ani szkła, ani materiałów izolacyjnych (mika). Dzięki temu praca lampy nie jest zakłócana ani przez uszkodzenie izolacji, ani przez ładunki powstające na szkle i mice, ani też przez skoki potencjałów na tych materiałach. Pozwala to na polepszenie niezawodności pracy lampy. Cylindryczny system elektrod umożliwił również zmniejszenie o 25% mocy żarzenia. Uzyskuje się większe nachylenie przy takim samym prądzie anodowym. Stąd wynika korzystniejszy stosunek S_a/I_a. Nuwistor charakteryzuje się występowaniem zjawiska śrutowego w mniejszym stopniu.

Nuwistor zastosowany we wzmacniaczu pokazanym na rys. 2-75, pracuje w klasycznym układzie z uziemioną katodą. Wzmocnienie mocy wzmacniacza wynosi 20 dB (100). Neutralizację układu przeprowadza się trymerem C_n na częstotliwości 145 MHz, przy czym kondensator C_2 powinien być wkręcony do połowy swej pojemności. Służy on do zmiany neutralizacji przy odbiorze stacji na częstotliwościach skrajnych pasma, tzn. 144 i 146 MHz, gdzie

minimalna zmiana jego pojemności może znacznie poprawić stosunek sygnału do szumu.

Rozwiązania konstrukcyjne i wymiary wzmacniacza pokazano na rys. 2-77.



Rys. 2-77. Konstrukcja przedwzmacniacza z rys. 2-75

Dane dotyczące cewek zastosowanych we wzmacniaczu i sposób ich nawinięcia:

L_1 — 5 zwojów, drut CuAg ⌀ 0,9 mm, ⌀ nawinięcia 6,5 mm, długość uzwojenia cewki 18 mm, odczep na 1,75 zwoju od strony masy;

L_2 — 8 zwojów, drut ⌀ 1,5 mm (goła miedź), ⌀ nawinięcia 11 mm długość uzwojenia cewki 25 mm, odczep na 4,5 zwoju od strony anody;

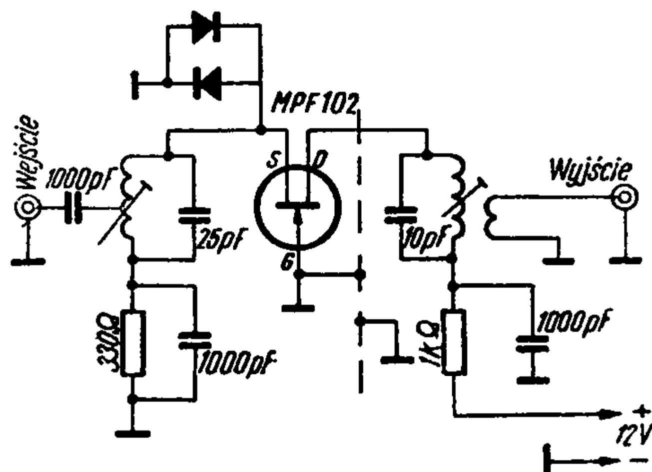
L_3 — 1 zwój wykonany drutem w igelicie ⌀ 0,9 mm, „link" nawinięty na środku cewki L_2 (patrz rys. 2-77).

Przegródki wewnątrz chassis powinny być wykonane z blachy miedzianej srebrzonej i po założeniu dolnej pokrywy powinny z nią dobrze kontaktować.

Najnowsze konstrukcje konwerterów, zarówno na pasmo 145 MHz, jak i 435 MHz, zawierają w swych układach tranzystory pracujące na zasadzie wykorzystania efektu polowego (FET — field-effect transistors). W układach pracujących na tych tranzystorach (rys. 2-78) osiąga się wzmocnienie mocy dochodzące do

40 dB i szumy nie przekraczające 2 kT_0. Tranzystory te są jednak bardzo drogie i niestety dla nas nieosiągalne.

Układy takich konwerterów są szeroko omawiane w najnowszych wydaniach „Handbook ARRL" (28).



Rys. 2-78. Wzmacniacz do konwertera na pasmo 145 MHz wykonany na tranzystorze FET

2.8.4. Konwertery na pasmo 435 MHz

Pasmo 144 MHz zostało już przez UKF-owców dostatecznie opanowane; mogą o tym świadczyć doskonałe ODX-y uzyskiwane różnymi rodzajami propagacji.

Drugie popularne pasmo amatorskie 435 MHz pozostaje u nas jeszcze niestety na etapie nieśmiałych eksperymentów z zastosowaniem prostych urządzeń. Dotyczy to głównie strony odbiorczej. Na pewno łatwiej jest zbudować potrajacz do TX-a na pasmo 2 m z lampą QQE06/40 (ГУ-19) niż dobry konwerter ze wzmacniaczem w.cz. na pasmo 70 cm. Poprawiające się z każdym rokiem zaopatrzenie w odpowiednie lampy — bo one są jednak najważniejsze — pozwala już obecnie zbudować dobry konwerter na pasmo 70 cm. Takie lampy jak E88C, EC 86, PC 86, 6C4П, a ostatnio PC 88, doskonale nadają się do budowy konwertera nawet ze wzmacniaczem.

Na pewno zbudowanie konwertera na pasmo 70 cm nie jest łatwe i nie powinien do tego przystępować początkujący UKF-owiec. Jednak po kilku latach praktyki i zbudowaniu konwertera

na pasmo 144 MHz opanowanie konstrukcji na pasmo 435 MHz nie powinno nastęczać wielkich trudności.

Bardzo dobry konwerter na pasmo 70 cm zbudował SP2RO. Opis tego konwertera podany został w mies. Radioamator i krótkofalowiec Nr 4/1967 r.

Dla szerszego zorientowania czytelników w rozwiązaniach konwerterów na to pasmo przytoczone zostaną opisy układów praktycznie wypróbowanych w eksploatacji na pasmie 70 cm.

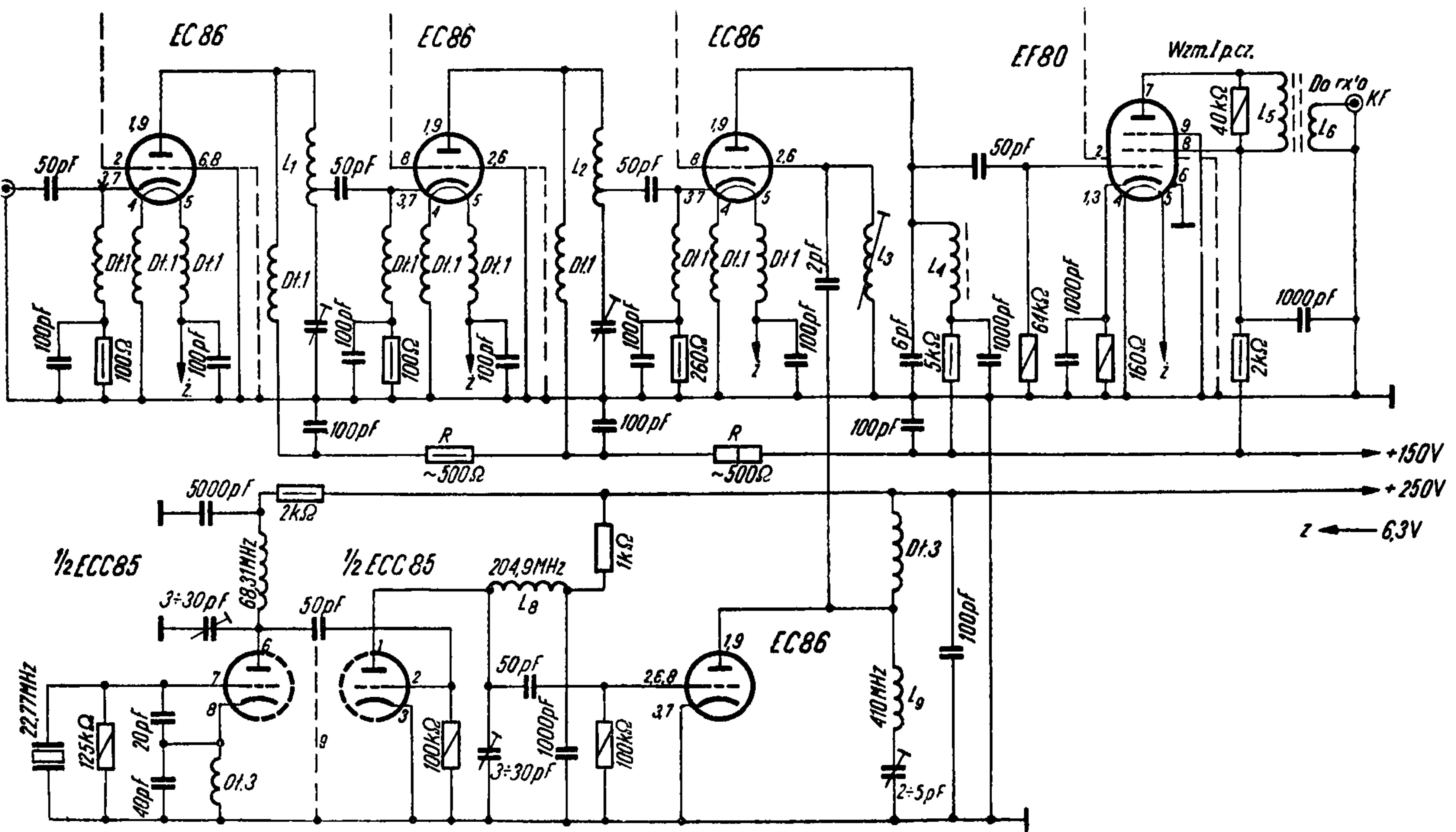
Konwerter, którego schemat przedstawiono na rys. 2-79, ma tę zaletę, że nie występują w nim obwody koncentryczne — co jest w zasadzie regułą w tym zakresie — lecz zastosowano konwencjonalne obwody szeregowe.

Konwerter ma dwa stopnie wzmocnienia w.cz. pracujące na lampach EC 86, po których następuje mieszacz, również na EC 86. Heterodyna sterowana kwarcem pracuje na lampach ECC 85 i EC 86. Zastosowany kwarc 22,77 MHz po 18-krotnym powielaniu daje na wyjściu częstotliwość 410 MHz. Przy dostrojeniu obwodów wejściowych do częstotliwości 432÷434 MHz p.cz. wypada 22÷24 MHz. Wprawdzie dla amatorów pasmo 70 cm zawiera się w zakresie 430÷440 MHz, lecz większość stacji amatorskich w Europie (zgodnie z zaleceniami IARU) pracuje DX-owo w pasmie 432÷434 MHz. Po stronie nadawczej pasmo to uzyskuje się przez potrojenie częstotliwości 144÷144,7 MHz.

Na wyjściu konwertera znajduje się wzmacniacz p.cz. 22÷÷24 MHz pracujący na lampie EF 80.

Żeby konwerter dobrze pracował należy zachować zasady montażu obowiązujące przy bardzo wielkich częstotliwościach. Najważniejsze z nich zostaną omówione.

Chassis konwertera wskazane byłoby wykonać z miedzianej lub mosiężnej blachy o grubości 0,6÷0,8 mm. Po wywierceniu otworów pod podstawki lamp i wlutowaniu przegródek, chassis należy posrebrzyć. Podstawki lampowe powinny być ceramiczne, z jak najkrótszymi wyprowadzeniami; należy je mocować z góry na chassis przez co znacznie zmaleje długość połączeń nóżek do masy. Przy łączeniu wszystkich elementów do chassis, a w szczególności siatek lamp EC 86, nie wolno stosować żadnych końcówek lutowniczych, lecz należy lutować wprost do chassis. Przez środki obydwu podstawek lamp EC 86 pracujących we wzmac-



Rys. 2-79. Konwerter na pasmo 435 MHz

niaczu powinny przechodzić przegródki ekranujące (patrz rys. 2-80). Tak samo powinna być podzielona podstawka lampy EF 80.

Wyprowadzenia siatek obydwóch lamp EC 86 (wzm. w.cz.) należy przygiąć do chassis i przylutować bez stosowania przewodu



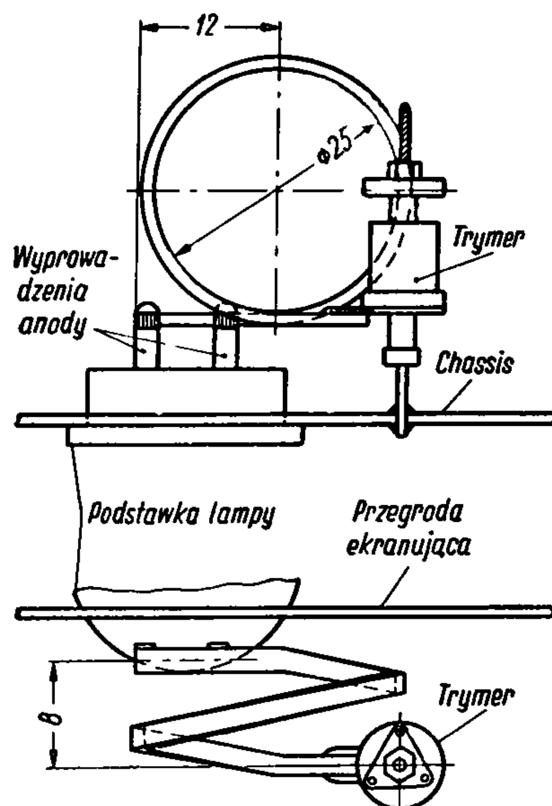
Rys. 2-80. Konstrukcja konwertera z rys. 2-79

łączącego, choćby to nawet była taśma. W podstawce lampy EC 86 pracującej w stopniu przemiany wszystkie trzy wyprowadzenia siatki są przylutowane do środkowej rurki w podstawce i całość uziemiona jest kawałkiem drutu srebrzonego o średnicy 2 mm; jego długość w konwerterze modelowym wynosi 24 mm. Na schemacie przewód ten oznaczony jest jako cewka L_3. Można w tym miejscu eksperymentować z innym obwodem, np. wykonanym podobnie jak L_1 i L_2. Od jakości tego obwodu zależy, jak duże napięcie z heterodyny wystąpi na siatce mieszacza.

Sposób wykonania „cewek” L_1 i L_2 przedstawiono na rys. 2-81. Trymery (kubkowe „Philipsa”) pokazane na rys. 2-81 są zmodyfikowane w celu zmniejszenia ich pojemności przez usunięcie dwóch cylindrów zewnętrznych. Trymery swym środkowym wyprowadzeniem przylutowane są bezpośrednio do chassis (rys. 2-81).

Lampa EC 86 ma dwa wyprowadzenia katody, które na podstawce są zwarte kawałkiem drutu ϕ 2 mm. Indukcyjności L_1, L_2 i L_9 wykonane są ze srebrzonej taśmy miedzianej 3×2 mm. Dławiki ćwierćfalowe nawinięte są drutem ϕ 0,6 mm w izolacji ema-

lia — jedwab, średnica nawinięcia dławików 5 mm. Ponieważ dławiki nawijane są jako samonośne (bez korpusu), po nawinięciu należy je zalać klejem polistyrenowym.



Rys. 2-81. Sposób wykonania i montażu cewek L_1, L_2 i L_3 konwertera z rys. 2-79

Oporniki katodowe w lampach EC 86 należy tak dobrać, aby przy napięciu anodowym 150 V prąd anodowy każdej z nich nie przekraczał 14 mA.

Do zestrojenia konwertera można użyć generatora lub grid-dip-metra z częstotliwością wyjściową 220 MHz, strojąc do drugiej harmonicznej. Przy strojeniu należy starannie dobrać odczepy na cewkach L_1 i L_2, gdyż od tego w znacznym stopniu zależy wzmocnienie i liczba szumowa konwertera.

Strojenie konwertera nie powinno nastręczać żadnych trudności, szczególnie przy użyciu generatora szumów lub generatora sygnałowego. W przypadku braku wymienionych przyrządów można z dobrym skutkiem stroić konwerter na sygnał stabilnej stacji amatorskiej nadającej z odległości kilku km.

Dane dotyczące cewek i dławików zastosowanych w konwerterze oraz sposób ich nawinięcia:

L_1 — wykonana z taśmy srebrzonej 3×2 mm zgodnie z rys. 2-81, — odczep na $^1/_4$ zwoju od strony kondensatora;

L_2 — wykonana z taśmy srebrzonej 3×2 mm, zgodnie z rys. 2-81, odczep na $^2/_5$ od strony kondensatora;

L_3 — patrz tekst, wykonana drutem CuAg ⌀ 2 mm;

L_4 — 15 zwojów, drut DNEB ⌀ 0,2 mm (emalia-bawełna) nawinięta na korpusie ⌀ 10 mm z rdzeniem, ⌀ rdzenia 8 mm, długość 15 mm;

L_5 — 22 zwoje, nawinięta tak samo jak L_4;

L_6 — 2 zwoje, drut ⌀ 1 mm (w igelicie), nawinięta na korpusie L_5 od strony masy;

L_7 — 8 zwojów, drut DNE ⌀ 0,6 mm, ⌀ nawinięcia 8 mm, cewka w rezonansie z trymerem 3÷30 pF na częstotliwości 68,3 MHz;

L_8 — 3 zwoje, drut CuAg ⌀ 1,8 mm, ⌀ nawinięcia 8 mm, długość uzwojenia 15 mm. Cewka w rezonansie z trymerem 3÷30 pF, na częstotliwości 204,9 MHz;

L_9 — wykonana z taśmy srebrzonej 3×2 mm zgodnie z rys. 2-81. Cewka w rezonansie z szeregowym trymerem na częstotliwości 410 MHz;

$Dł_1$ — dławik ćwierćfalowy nawinięty samonośnie na ⌀ 5 mm drutem ⌀ 0,6 mm w izolacji emalia-jedwab (lub bawełna), długość drutu 17,5 cm;

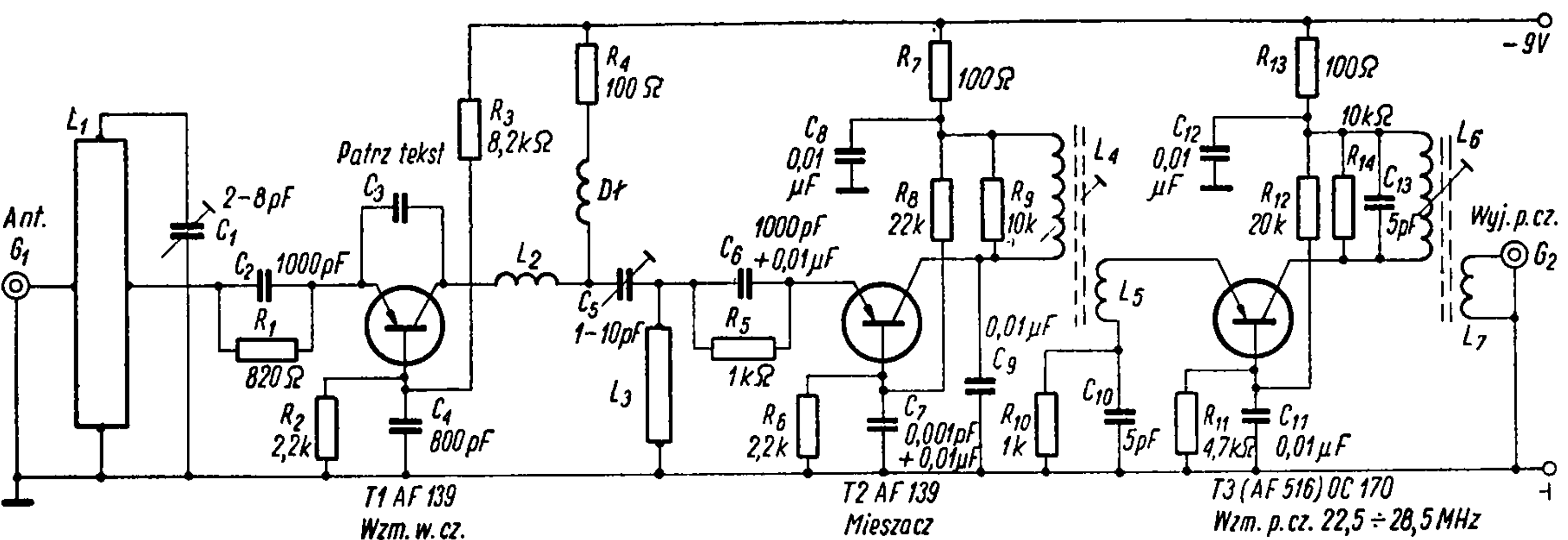
$Dł_2$ — jak $Dł_1$, tylko długość drutu 18,5 cm;

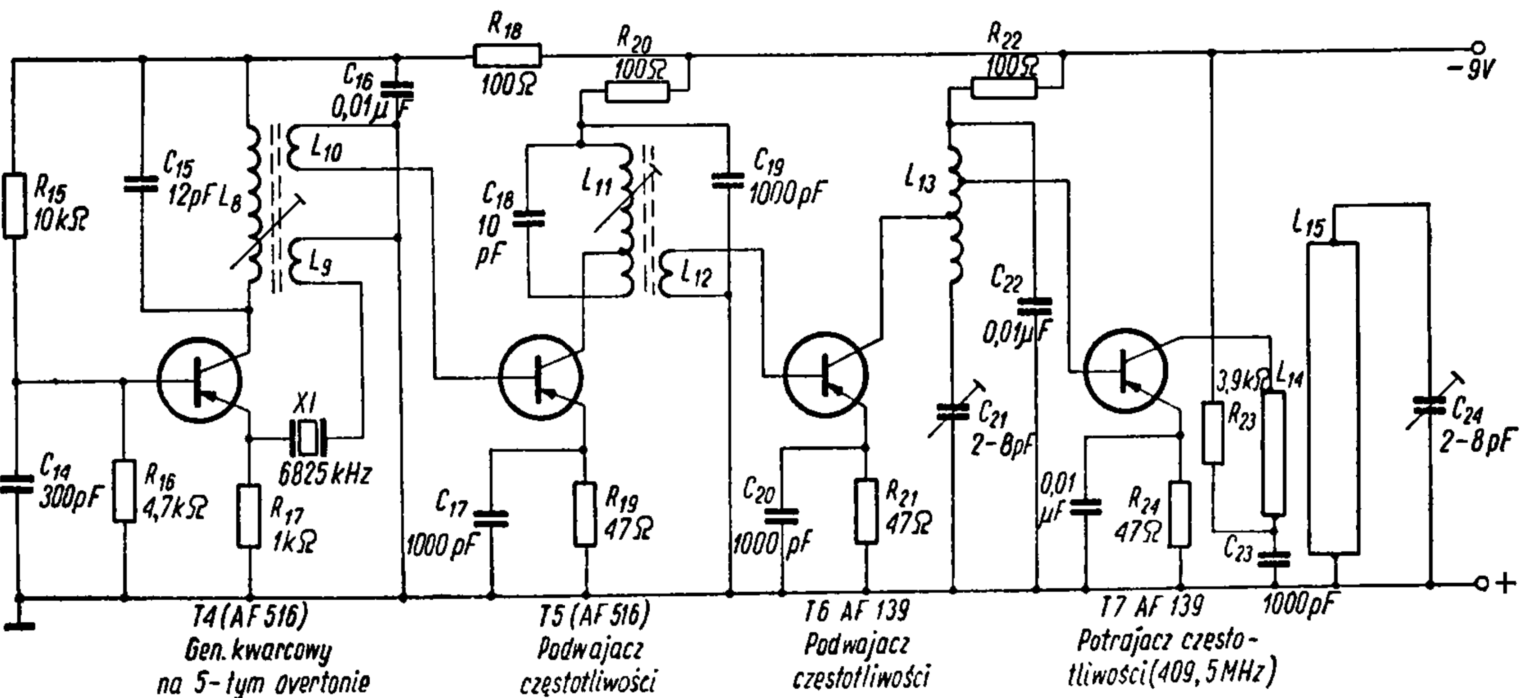
$Dł_3$ — dławik 2,5 mH.

Opisany konwerter jest najprostszym z tego typu układów zapewniających osiągnięcie dobrych parametrów. Pomierzona liczba szumów tego konwertera wynosiła 8,8 kT_0, przy szerokości pasma 3,5 MHz. Można wprawdzie uzyskać jeszcze lepsze parametry w tym samym układzie (6 kT_0), lecz wymagałoby to wykonania na wejściu konwertera obwodu typu Π, co znacznie komplikuje budowę, a osiągnięta poprawa jest niewspółmierna do nakładu pracy. Obniżenie liczby szumów o 1,6 kT_0 daje wzrost sygnału na S-metrze o 1S.

Do odbioru w pasmie 70 cm coraz częściej stosuje się konwertery tranzystorowe. Schemat takiego konwertera przedstawiono na rys. 2-82. Cały układ jest wykonany na 7 tranzystorach i pobiera prąd ok. 15 mA.

Na wejściu konwertera pracuje tranzystor *T1* AF 139 w układzie z uziemioną bazą. Obwód wejściowy składa się z indukcyjności linii L_1 oraz trymera C_1. Stosowanie takiego obwodu rezonansowego na wejściu nie daje polepszenia selektywności, redukuje jednak przechodzenie sygnałów p.cz. i sygnałów lustrzanych. Prąd tranzystora *T1*, ustalany dzielnikiem R_2—R_3 wynosi około 2,5 mA. W obwodzie kolektora *T1* znajduje się strojony obwód rezonansowy C_5L_3. Duża impedancja wyjściowa tranzystora *T1* spowodowała konieczność dopasowania jej do niskiej oporności





Rys. 2-82. Tranzystorowy konwerter na pasmo 435 MHz

pracującego również w układzie ze wspólną bazą mieszacza na tranzystorze *T2* AF 130. Włączony między emiter a kolektor tranzystora *T1* kondensator C_3 jest wykonany z odcinka izolowanego drutu o długości ok. 10 mm, przylutowanego jednym końcem do wyprowadzenia kolektora, a drugim końcem zbliżonego do wyprowadzenia emitera tranzystora *T1*. Wprowadzane przez ten kondensator dodatnie sprzężenie zwrotne poprawia w pewnym stopniu zarówno wzmocnienie, jak i współczynnik szumów.

Układ mieszacza jest konwencjonalny. Ze względu na dużą oporność wyjściową tranzystora — mieszacza dla uzyskania żądanego pasma przenoszenia konieczne stało się wytłumienie obwodu w jego kolektorze opornikiem R_9.

Wzmacniacz p.cz. jest wykonany na tranzystorze AF 516, choć może tu pracować dowolny inny typ tranzystora, zdolny do pracy na częstotliwościach rzędu 30 MHz bez wprowadzania dużego szumu. Tu również okazuje się konieczne zastosowanie dodatkowego tłumienia obwodu w kolektorze tranzystora *T3*.

W konwerterze zastosowano kwarcową heterodynę z powielaniem. Generator pracuje na piątym overtonie kwarcu X_1 — 6825 kHz. Obwód w kolektorze tranzystora *T4* jest dostrojony do częstotliwości 34,125 MHz. Warunki pracy tranzystora *T4* dobiera się na największą moc wyjściową, przy zachowaniu stabilności oscylacji, odpowiednio zmieniając elementy dzielnika napięcia R_{15}, R_{16}. Zamiast oporników można w takich przypadkach użyć potencjometru montażowego 15 kΩ.

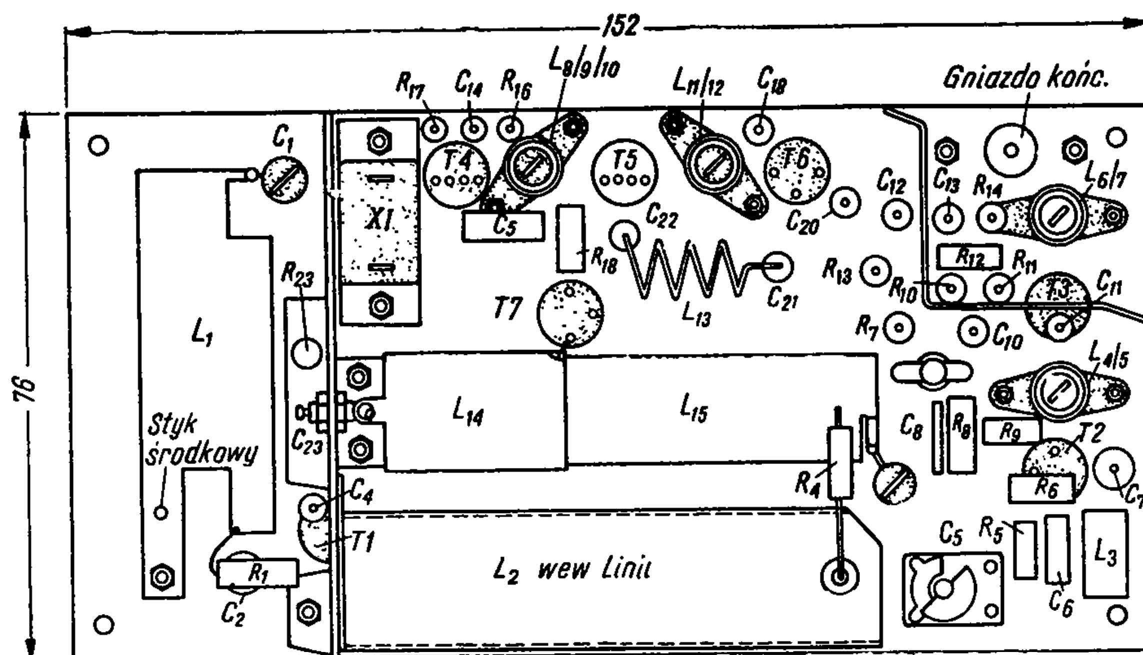
Odbierany przez cewkę L_{10} z kolektora tranzystora *T4* sygnał o częstotliwości 34,125 MHz jest podawany na bazę tranzystora *T5* AF 516, pracującego jako podwajacz do częstotliwości 68,25 MHz. Opornik R_{19} w emiterze zapobiega zniszczeniu tranzystora w wyniku przesterowania.

Następny podwajacz na tranzystorze *T6* ma już jako obciążenie obwód szeregowy, skąd moc w.cz. o częstotliwości 136,5 MHz jest podawana na potrajacz, wykonany na tranzystorze AF 139. W tym miejscu może pracować również potrajacz na warikapie (diodzie pojemnościowej). Obwodem wyjściowym heterodyny jest równoległy obwód L_{15}, C_{24}, a sprzęgająca indukcyjność L_{14} jest kawałkiem blachy mosiężnej (patrz rysunek) zaciśniętej przez polietylenowy izolator wokół L_{15}.



Rys. 2-83. Kształty i wymiary indukcyjności L_1, L_2, L_{14} i L_{15} konwertera z rys. 2-82

Kształt i wymiary indukcyjności L_1, L_2, L_{14} i L_{15} są podane na rys. 2-83, rozmieszczenie elementów pod chassis — na rys. 2-84. Obwód wejściowy (emiter) i obwód wyjściowy (kolektor) wzmacniacza w.cz. i wzmacniacza p.cz. są od siebie ekranowane. Ponadto cały zespół heterodyny jest odekranowany od części p.cz. i w.cz.



Rys. 2-84. Rozmieszczenie elementów pod chassis konwertera z rys. 2-82

Po zmontowaniu konwertera i sprawdzeniu prawidłowości montażu, na konwerter podaje się zasilanie 9÷10 V, mierząc pobierany prąd. Prąd ten nie powinien przekraczać na tym etapie 12 mA.

Strojenie konwertera rozpoczyna się od heterodyny i powielaczy. W generatorze umieszcza się kwarc, i obwód w kolektorze tranzystora *T4* dostraja się do piątego overtonu kwarcu. Wstępne strojenie można przeprowadzić za pomocą grid-dip-metra, dokładne dostrojenie wymaga użycia rx-a KF. Odbiornik nastawia się na częstotliwość 34,125 MHz i strojąc rdzeniem osiąga się stan, w którym niewielkie przestrojenie rdzeniem nie wywołuje zmiany tonu słyszalnego w odbiorniku. W celu dodatkowego sprawdzenia stabilności generatora kilkakrotnie włącza się i wyłącza zasilanie, po czym ton słyszany w odbiorniku powinien pozostać bez zmia-

ny. W przeciwnym razie należy obwód dostroić, powtarzając tę czynność aż do osiągnięcia zadowalającego wyniku.

Jeżeli kwarc nie „wskakuje” w warunki generacji (na piątym overtonie), należy zmienić warunki pracy tranzystora, odpowiednio zmieniając oporniki R_{15} lub R . Niekiedy pomaga też zmiana sprzężenia między cewkami L_8 i L_9.

Równolegle do opornika R_{20} włącza się teraz miliamperomierz. Napięcie bazy tranzystora $T4$ i sprzężenie cewek L_8, L_9 i L_{10} dobiera się tak, aby uzyskać maksimum wskazań miliamperomierza. Maksimum to powinno wynosić 1,5÷3,5 mA, spadając do zera po wyjęciu kwarcu. Z kolei miliamperomierz włącza się równolegle do opornika R_{22}, dostrajając rdzeń cewki L_{11}—L_{12} na maksimum prądu, które powinno tu wynosić 5÷6 mA. Prąd ten powinien również spadać do zera po wyjęciu kwarcu. Dostrojenie tego obwodu sprawdza się dodatkowo falomierzem absorpcyjnym.

Następną czynnością jest włączenie miliamperomierza równolegle do opornika R_{23}, po czym kondensator C_{21} dostraja się na maksimum prądu; tak samo jak w poprzednich przypadkach prąd powinien spaść do zera po wyjęciu kwarcu.

Kolejną czynnością przy strojeniu heterodyny jest odłączenie kondensatora C_6 i opornika R_5 od strony obwodu L_3C_5. Do tego punktu (L_3 C_5) dołącza się diodę uziemioną przez czuły mikroamperomierz zbocznikowany kondensatorem ok. 50 pF. Kondensator C_5 ustawia się teraz na maksimum pojemności, a C_{24} dostraja się na maksimum wskazań mikroamperomierza. Ponieważ w zakresie zmian pojemności kondensatora C_{24} uzyskuje się dwa maksima, należy wybierać maksimum występujące przy mniejszej pojemności C_{24}. Prawidłowe dostrojenie do częstotliwości 409,5 MHz, sprawdza się falomierzem absorpcyjnym, zbliżanym do L_{15}. Pozostałe powielacze dostraja się do maksimum wskazań mikroamperomierza. Diodę i mikroamperomierz z kondensatorem usuwa się teraz i z powrotem dołącza się opornik R_5 i kondensator C_6.

Stosowanie do strojenia obwodów tranzystorowych grid-dip--metra jest nieco kłopotliwe, ponieważ obwody są silnie tłumione przez małe oporności tranzystorów, dając w związku z tym bardzo słabe zmiany wskazań. Wskazane jest używanie tranzystorowych GDM (trans-dip-meter), ponieważ pracujący z dużymi napięciami

lampowy GDM może przy zbyt silnym sprzężeniu zniszczyć tranzystor połączony z badanym obwodem.

Konwerter łączy się teraz za pomocą krótkiego odcinka kabla koncentrycznego, włączonego w gniazdo G_2 z odbiornikiem współpracującym, po czym cewki L_4—L_5 i L_6—L_7 dostraja się na równe „nasilenie" szumów (bez żadnych maksimów) w pasmie 22,5÷÷28,5 MHz. Pewien wpływ na strojenie tych obwodów mają oporniki R_9 i R_{14} oraz kierunek nawinięcia lub połączenia uzwojeń cewek L_5 i L_6.

Nie dołączając do gniazda G_1 anteny, kondensator C_5 dostraja się do uzyskania wyraźnego maksimum szumów. Stopień może nawet wpaść w oscylacje, które zanikną po zmniejszeniu pojemności kondensatora C_3. W niektórych egzemplarzach tranzystorów kondensator C_3 może się okazać w ogóle niepotrzebny.

Następną czynnością będzie włożenie anteny do gniazda G_1 i dostrojenie kondensatora C_1 do uzyskania maksimum szumu, po czym na wejściu podaje się silny sygnał, np. z miejscowej stacji beaconowej, ew. z tx-a, i dostraja się kondensator C_1 na maksimum sygnału. W razie braku źródła silnego sygnału można wykorzystać trzecią harmoniczną nadajnika 144 MHz bez włączonego stopnia końcowego (PA).

Końcowe strojenie przeprowadza się za pomocą generatora szumów, dostrajając konwerter kondensatorami C_1, C_3, C_{21} i C_{24} oraz indukcyjnościami L_{11}, L_{12}. Pewne znaczenie mają też oporniki R_3, R_8, R_{15} i R_{23}.

Dane dotyczące cewek (bez przedstawionych na rys. 2-83)

L_2 — 16,5 cm drutu CuAg nawiniętego w postaci spirali na ϕ 4 mm, umieszczona wewnątrz linii prowadzącej (wg rys. 2-83) znajdującej się w pobliżu L_{15}, jak na rys. 2-84;

L_4 i L_6 — 50 zwojów, drut DNE ϕ 0,25 mm, zwój przy zwoju, ϕ korpusu 12,5 mm, korpus z rdzeniem;

L_5 — 4 zwoje, drut DNE ϕ 0,25 mm, nawinięte na „zimnym" końcu L_4;

L_7 — 4 zwoje, drut DNE ϕ 0,25 mm, przy „zimnym" końcu L_6;

L_8 — 15 zwojów, drut DNE ϕ 0,25 mm, ϕ korpusu 12,5 mm, długość uzwojenia 9,5 mm, korpus z rdzeniem;

L_9 — 1,5 zwoju, drut DNE 0,25 mm, przy „zimnym" końcu L_8;

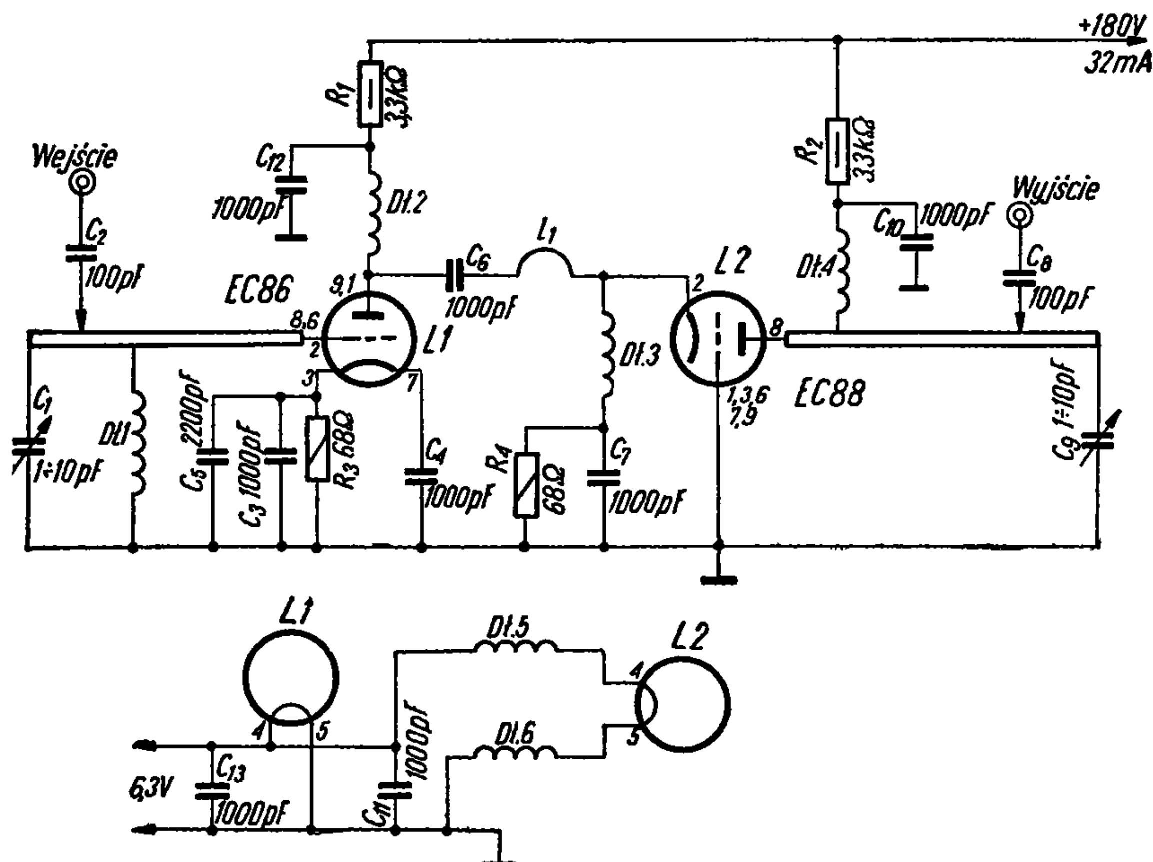
L_{10} — pętla sprzęgająca — 1 zwój drutu w igelicie — na „zimnym" końcu L_8;

L_{11} — 8 zwojów; drut CuAg ⌀ 0,7 mm, korpusu 6 mm, korpus z rdzeniem, uzwojenie wykonane z odstępem 1,5 mm między zwojami, odczep na 5 zwoju od strony „zimnego" końca;

L_{12} — pętla sprzęgająca — 1 zwój drutu w igelicie — na zimnym końcu L_{11};

L_{13} — 6 zwojów (cewka samonośna), drut CuAg ⌀ 0,7 mm, ⌀ nawinięcia 9,2 mm, odstęp między zwojami 2 mm, odczepy na 1 i 1,5 zwoju od strony C_{21}.

W pasmie 70 cm, podobnie jak w pasmie 2 m, można stosować przedwzmacniacze włączone na wejściu konwerterów starszych typów, które w paśmie 70 cm pracowały zazwyczaj bez wzmacniacza. Wzmacniacze można stosować również do konwerterów zbudowanych na podstawie urządzeń demobilowych (np. radiowyso-



Rys. 2-85. Wzmacniacz do konwertera na pasmo 435 MHz

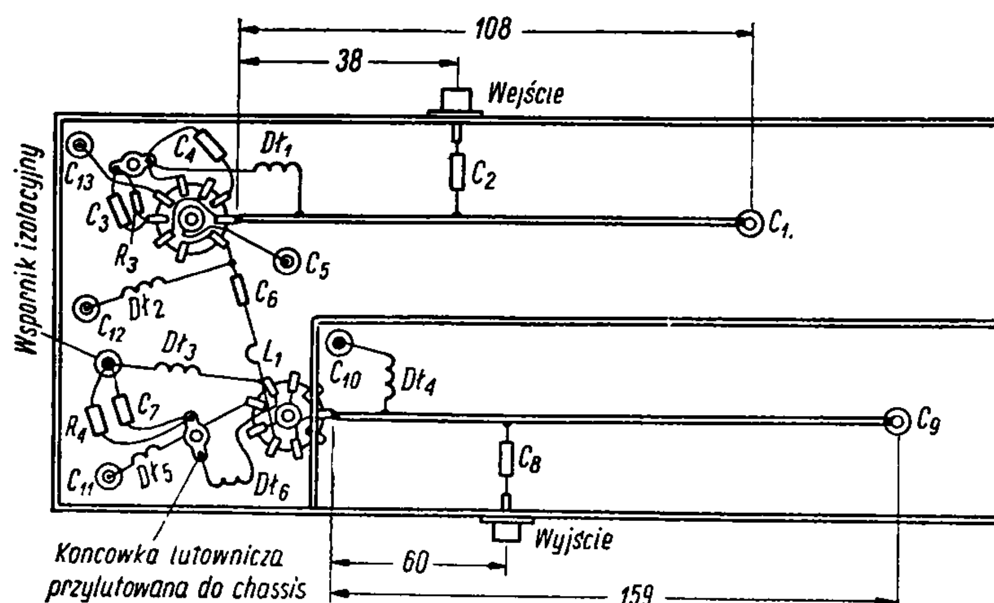
kościomierz), gdzie na wejściu znajduje się mieszacz symetryczny i to na diodach lampowych. Dodanie wzmacniacza w.cz. do takiego konwertera znacznie poprawi parametry całego zestawu odbiorczego na pasmo 70 cm.

Schemat wzmacniacza na pasmo 70 cm przedstawiono na rys. 2-85; układ ten wraz z rozwiązaniem konstrukcyjnym opracowany został przez G6JP. Wzmacniacz pracuje w układzie kaskodowym na lampach EC 86 i EC 88, dając wzmocnienie ok. 20 dB przy współczynniku szumów wynoszącym ok. 7 dB. Przenoszone pasmo jest równe 12 MHz.

Wzmacniacz jest stosunkowo prosty w konstrukcji i składa się z niewielu elementów. Rozwiązanie konstrukcyjne wzmacniacza przedstawiono na rys. 2-86.

Dławiki w.cz. $Dl_1 \div Dl_6$ nawinięte są z drutu DNE ⌀ 0,2 mm na korpusie ⌀ 5 mm długość drutu 25,4 cm. Cewkę L_1 stanowi $^3/_4$ zwoju drutu CuAg ⌀ 1 mm, nawiniętego na ⌀ 9 mm. Kondensatory C_5, $C_{10} \div C_{13}$ są kondensatorami przepustowymi 300÷500 pF.

Wymiary linii tworzących indukcyjność wejściową i wyjściową wzmacniacza podano na rys. 2-86. Linie wykonane są z pasków blachy miedzianej o szerokści 3 mm, umieszczonych w odległości 6,5 mm od chassis. Paski tworzące linię powinny być srebrzone; wskazane jest również srebrzenie chassis, wykonanego z blachy miedzianej lub mosiężnej.



Rys. 2-86. Konstrukcja wzmacniacza z rys. 2-85

2.9. Generator szumów

Dla UKF-owca najważniejszym przyrządem jest grid-dip-meter, a następnym w kolejności jest generator szumów. Przyrząd ten oddaje nieocenione usługi przy strojeniu konwerterów.

Wiadomo, że o czułości odbiornika UKF decydują jego szumy własne. Oznacza to, że im bardziej będzie „szumiał" konwerter, tym silniejszy musi być sygnał wejściowy dla otrzymania na wyjściu odbiornika niezbędnego stosunku sygnału do szumu. Oczywiście, najgroźniejsze są szumy w pierwszym stopniu konwertera, ponieważ są one wzmacniane przez wszystkie następne stopnie. Jeżeli pierwszy stopień konwertera ma dużą liczbę szumową (ew. współczynnik szumów) i w efekcie słabe sygnały odbierane „toną" w szumach, wówczas nie pomoże zwiększenie wzmocnienia w dalszych stopniach konwertera, gdyż silniejszy odbiór sygnału uzyska się na tle również silniejszych szumów. Stosunek sygnału do szumu na wyjściu odbiornika pozostanie bez zmiany, a czytelność nie poprawi się. W takim przypadku jedynym wyjściem jest uzyskanie minimalnego współczynnika szumów pierwszego stopnia przez właściwe jego zestrojenie, a jeżeli to nie pomoże, należy wejście przemontować, zmienić lampę na lepszą itp.

Generator szumów jest przyrządem, który umożliwia pomiar liczby szumów (ew. współczynnika szumów) oraz właściwe zestrojenie stopnia z punktu widzenia wielkości liczby szumowej.

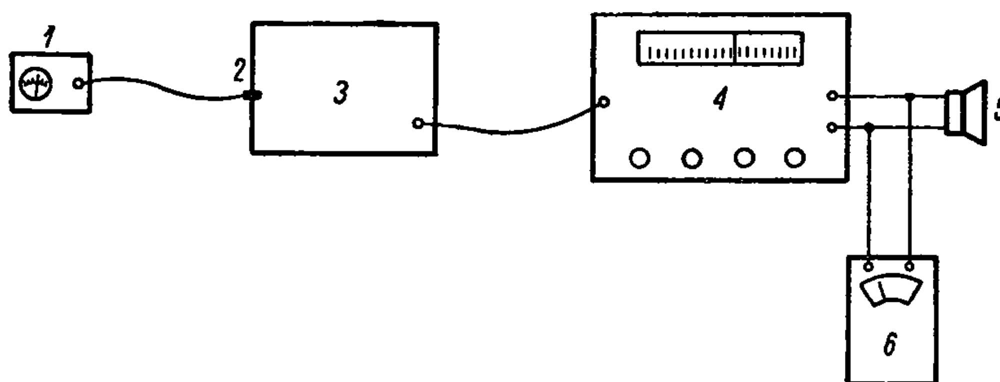
Wiadomo już z poprzednich rozdziałów, że gdyby na wyjściu odbiornika występował tylko wzmocniony szum anteny, to współczynnik szumów wynosiłby 0 dB (1 kT_0). Jest to tzw. odbiornik idealny, niemożliwy do zrealizowania w praktyce.

Jeżeli szumy stopnia wejściowego są równe szumom wnoszonym przez antenę, to sumują się z nimi i na wyjściu odbiornika moc szumów będzie dwa razy większa niż w przypadku odbiornika idealnego (w tych samych warunkach, przy tym samym wzmocnieniu); współczynnik szumów odbiornika wyniesie wówczas 3 dB (2 kT_0). Liczba kT_0 mówi, ile razy badany odbiornik jest gorszy pod względem szumów od odbiornika idealnego.

Przy dostrojeniu stopnia na minimalny współczynnik szumów postępuje się podobnie — z tym, że po zmierzeniu współczynnika szumów koryguje się dostrojenie obwodów i sprzężenia między

nimi tak, aby przy najmniejszym wychyleniu wskazówki miernika w generatorze szumów, tzn. przy najmniejszym szumie, uzyskać największą moc na wyjściu odbiornika.

Po dostrojeniu należy ponownie przeprowadzić pomiar. Ponieważ szumy własne odbiornika są zmienne w czasie, np. wskutek wahań napięcia zasilającego, chcąc możliwie dokładnie przeprowadzić pomiar należy wykonać kilka, a nawet kilkanaście szybko po sobie następujących pomiarów. Jako wynik ostateczny przyjmuje się średnią ze wszystkich pomiarów. Dokładność pomiaru zależy jednak w głównej mierze od dokładności skalowania miernika w generatorze szumów. Układ do pomiaru liczby szumowej odbiornika przedstawionego na rys. 2-87.



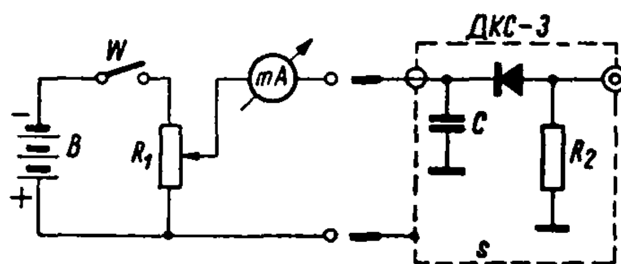
Rys. 2-87. Układ do pomiaru liczby szumowej odbiornika

Fabryczne generatory szumów zbudowane są w oparciu o zjawisko występowania szumu przy przepływie prądu nasycenia przez specjalną diodę lampową mającą katodę z czystego wolframu (efekt śrutowy). Specjalne diody szumowe są bardzo drogie, a generatory fabryczne na takich diodach są bardzo rozbudowane, jednak pozwalają na pomiar szumów w zakresie $1 \div 50\ kT_0$.

Dla potrzeb amatorskich generator szumów można zbudować na diodzie krzemowej. Generator taki pracuje w oparciu o zjawisko występowania szumu przy przepływie prądu przez diodę krzemową w kierunku zaporowym. Zakres pomiarowy generatora z diodą krzemową jest ograniczony napięciem wstecznym i zależnie od typu użytej diody nie przekracza $20 \div 30\ kT_0$; dolna granica wynosi $2 \div 3\ kT_0$. Praktycznie zakres taki wystarcza do pomiaru lub strojenia odbiornika, który wstępnie został zestrojony za pomocą generatora lub sygnału stacji nadawczej. Dokładność pomiarów

takim generatorem jest niewielka głównie z powodu starzenia się diody. Do zalet omawianego generatora należą m. in. prostota konstrukcji, niewielkie rozmiary oraz stosunkowo niski koszt potrzebnych elementów składowych.

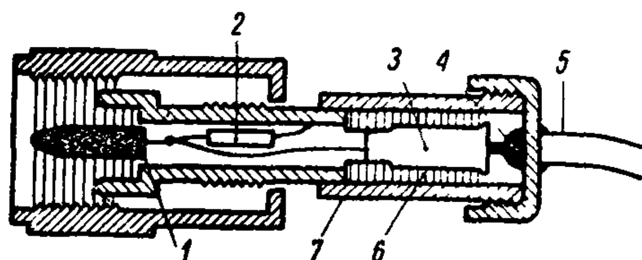
Schemat generatora szumów, w którym zastosowano diodę krzemową produkcji radzieckiej ДКС-3, przedstawiono na rys. 2-88. Generator składa się z dwóch części; jedną z nich stanowi



Rys. 2-88. Generator szumów na diodzie krzemowej ДКС-3

sonda, w której umieszczona jest dioda, opornik R_2 i kondensator C; w drugiej części — w pudełku znajduje się: miliamperomierz 0÷1 mA, potencjometr 5÷10 kΩ, wyłącznik błyskawiczny i bateria płaska 4,5 V. Połączenie sondy z diodą wykonane jest cienkim kablem koncentrycznym (ew. mikrofonowym).

Elementy wchodzące w skład sondy montuje się na wtyku koncentrycznym, przedłużonym kawałkiem srebrzonej rurki miedzianej lub mosiężnej. Sposób wykonania sondy przedstawiono na rys. 2-89.

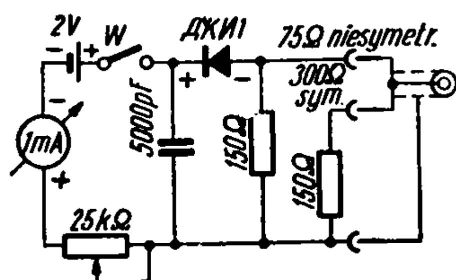


Rys. 2-89. Sposób wykonania sondy generatora z rys. 2-88

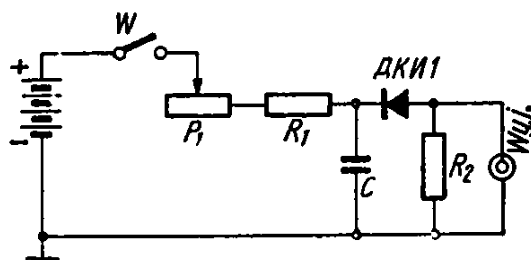
Po zmontowaniu generatora wyjście sondy łączy się kablem z pudełkiem, w którym znajduje się miernik, a wejście dołącza się do odbiornika. Przy zmianie położenia pokrętła potencjometru wskazówka miernika powinna się wychylać, a w odbiorniku (na wyjściu) powinien był słyszalny szum. Oznacza to, że generator działa prawidłowo. Generator należy teraz wyskalować przez po-

równanie z innym, fabrycznym generatorem. Nawet bez skalowania generator oddaje jednak nieocenione usługi.

Inne rozwiązanie generatora szumów pokazano na rys. 2-90. Generator pracuje na diodzie radzieckiej ДКИ-1 i umożliwia pomiar liczby szumowej w zakresie 2,7÷13 kT_0. Generator w tym wykonywaniu pozwala na dokonywanie pomiarów w odbiornikach zarówno z wejściem symetrycznym, jak i niesymetrycznym (70 Ω).



Rys. 2-90. Generator szumów z wyjściami symetrycznym i niesymetrycznym



Rys. 2-91
Prosty generator szumów

Generator szumów można również wykonać bez użycia miernika, jak to pokazano na rys. 2-91. W takim generatorze przy pokrętce potencjometru mocuje się podziałkę (skalę), którą następnie skaluje się w dB lub kT_0.

Należy pamiętać, że oporniki stosowane w sondach generatorów pomiarowych muszą być bezindukcyjne.

Generator można również zbudować jako jedną całość, montując wszystkie elementy w jednym małym pudełku, które jednak musi być zaopatrzone w typowy wtyk (koncentryczny lub symetryczny), umożliwiający połączenie z odbiornikiem za pomocą kabla koncentrycznego (70 Ω) lub symetrycznego (300 Ω).

WYKAZ LITERATURY

a. W języku polskim

1. Girulski R.: *Amatorskie urządzenia krótkofalowe.* WNT Warszawa 1963.
2. Kossobudzki L., Ładno J., Konwiński W.: *Podręcznik radiooperatora-krótkofalowca.* WKiŁ. Warszawa 1967 i 1969.
3. Kossobudzki L., Ładno J.: *Amatorskie nadajniki KF i UKF.* WKiŁ. Warszawa 1967 i 1969.
4. Lenkowski J., Białko M., Matusewicz A.: *Odbiorniki radiowe z przemianą częstotliwości.* WKiŁ. Warszawa 1967.
5. Rotkiewicz W.: *Technika odbioru radiowego.* PWT. Warszawa 1954.
6. Scharf W.: *Modulacja częstotliwości.* WKiŁ. Warszawa 1963.
7. Streng K. K.: *Odbiór telewizyjny na falach decymetrowych — zakres IV/V.* WKiŁ. Warszawa 1966.
8. Radioamator i Krótkofalowiec. WKiŁ. Warszawa (roczniki).
9. Krótkofalowiec Polski. PZK. Warszawa (roczniki).
10. Biuletyn ZOW PZK w Warszawie i WarKK (roczniki).

b. W języku rosyjskim

11. Бунитович С.Г., Яйленко Л.: *Техника любительской однополосной радиосвязи* -ДОСААФ, Москва 1964.
12. Линде Д. П.: *Радиолюбительский справочник — Енергия,* Москва 1966.
13. Терещук Р.М. и др. — *Справочник радиолюбителя — Техника,* Киев 1966
14. Радио — МС СССР и ДОСААФ, Москва.

c. W języku czeskim i słowackim

15. Amaterské Radio — Magnet, Praha (roczniki).

d. W języku niemieckim

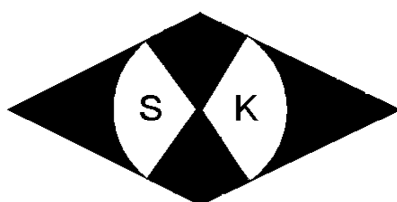
16. Fischer H. J.: Amateurfunk. Franckh'sche Verlagshandlung. Stuttgart 1962.
17. Laufs G.: Amateur SSB technik. Franckh'sche Verlagshandlung. Stuttgart 1965.
18. Das DL-QTC — DARC. München (roczniki).
19. Der Funkamateur. GST Berlin (roczniki).
20. Funkschau. Franzis-Verlag. München (roczniki).
21. Funk-Technik. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik. Berlin-Borsigwalde (roczniki).

e. W języku angielskim

22. Grayson K. B.: *Surplus schematics handbook.* Cowan Publishing Corp., Port Washington, L. I., N. Y., USA., 1961.
23. Kneitel T.: *Electronic circuits handbook.* Cowan Publishing Corp. Port Washington, L. I., N. Y., USA., 1961.
24. Orr W. I.: *Radio handbook.* 16th ed. Editors and Engineers, Summerland, Calif., USA, 1959.
25. Pappenfus E. W., Bruene W. B., Schoenike E. D.: *Single sideband principles and circuits.* McGraw-Hill, New York, 1964.
26. Turner R.: *Electronic hobbyist's handbook.* Gernsback Publications Inc., New York, N. Y., USA, 1961.
27. Zbiorowa: RSGB *Amateur radio handbook.* RSGB London, 1963.
28. Zbiorowa: *The radio amateurs' handbook.* ARRL, West Hartford and Newington, Conn., USA wydania 1959, 1965, 1968, 1969.
29. *Electronic projects you can make.* Fawcett Publications, Inc., Greenwich, Conn., USA, 1967.
30. *Electronic hobbyist.* Science and Mechanics Publishing Co., New York, N. Y., USA, 1967.
31. RSGB Bulletin and Radio Communication. RSGB London (roczniki).
32. Zbiorowa: *Single sideband for the radio amateur.* ARRL, Newington, Conn., USA, 1966.
33. The Short Wave Magazine. A. Forsyth, London (roczniki).
34. CQ — Cowan Publishing Corp., Port Washington, L. I., N. Y., USA (roczniki).
35. QST — ARRL, Newington, Conn., USA (roczniki).

f. W języku francuskim

36. Toutela Radio. Societé des Éditions Radio, Paris (roczniki).



DO CZYTELNIKÓW

Doświadczenia z przebiegu konkursu „Czytelnicy mówią o książce technicznej" uzasadniają celowość rozszerzenia tej bezpośredniej formy współpracy Czytelnika z wydawcą. Sprzyja ona nawiązywaniu i umacnianiu więzi wydawcy ze środowiskiem czytelniczym, orientuje w potrzebach, zwraca uwagę na błędy i niedociągnięcia, a ponadto stwarza możliwość wyłaniania z rzeszy czytelniczej kandydatów na opiniodawców i autorów książek w zakresie tematyki związanej z ich specjalnością i działalnością podstawową.

Zachęcamy więc do udziału w konkursie każdego Czytelnika, w szczególności prosimy o nadesłanie uwag, jakie nasunęły się przy zaznajamianiu się z niniejszą książką.

Wypowiedzi prosimy kierować pod naszym adresem — w miarę możliwości w terminie półrocznym po ukazaniu się książki. Wypowiedzi nadesłane z jakichkolwiek powodów po tym terminie będą również wykorzystane i objęte konkursem.

Po informacje szczegółowe prosimy zwracać się do nas. Regulamin konkursu można otrzymać w każdej Księgarni „Dom Książki", posiadającej dział książki technicznej.

KOMISJA UPOWSZECHNIANIA
KSIĄŻKI I PRASY TECHNICZNEJ
Warszawa, ul. Mazowiecka 2/4
Tel. 26-82-93

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI — WARSZAWA 1970

Wydanie pierwsze. Nakład 10 000+200 egz. Ark. wyd. 18,3. Ark. druk. 21 (w tym 2 wklejki jednostronne). Oddano do składania w maju 1970. Podpisano do druku w listopadzie i druk ukończono w grudniu 1970.
Papier druk. sat. kl. V, 70 g, 86×122 cm z Włocławka.
Zam. P/106/70. K/6250. Cena zł 30,—

Szczecińskie Zakłady Graficzne, Szczecin, al. Wojska Polskiego 128
Zam. nr 2135. N-2-333